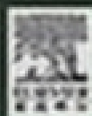
TURING 图灵电子与电气工程丛书

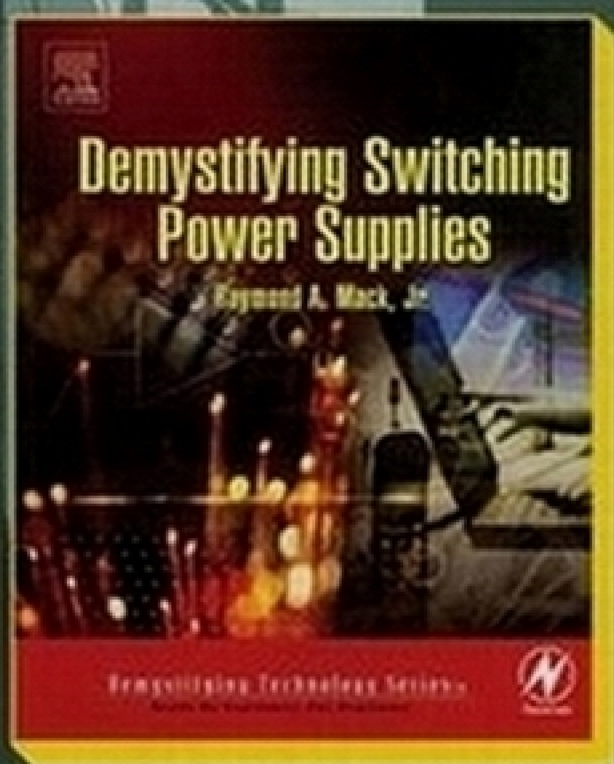


开关电源入门

Demystifying Switching Power Supplies

[美] Raymond A. Mack, Jr. 著

谢运祥 等译





人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

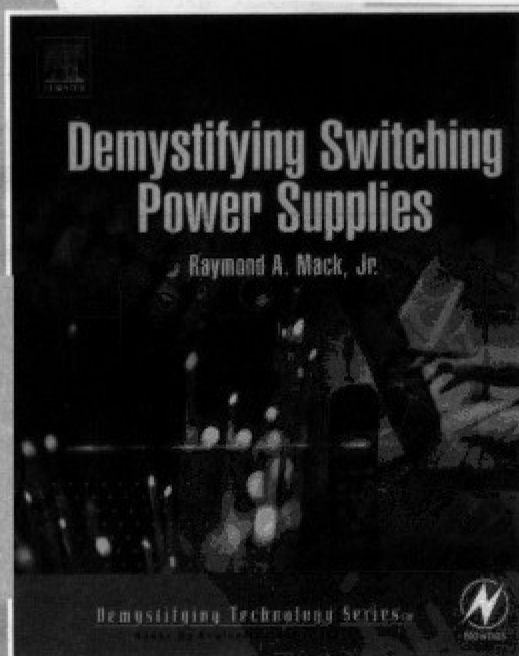


图灵电子与电气工程丛书

开关电源入门

Demystifying Switching Power Supplies

[美] Raymond A. Mack, Jr. 著
谢运祥 等译



人民邮电出版社
北京

图书在版编目(CIP)数据

开关电源入门/(美)马克(Mack,R. A.)著；谢运祥等译.
—北京：人民邮电出版社，2007.9
(图灵电子与电气工程丛书)
ISBN 978-7-115-16422-3

Ⅰ.开…　Ⅱ.①马…　②谢…　Ⅲ.开关电源　Ⅳ.TN86
中国版本图书馆CIP数据核字(2007)第090583号

内容提要

本书以开关电源实用设计为主线，介绍了常用开关电源的主电路和控制电路，并讨论了主电路元器件的参数计算与选择，然后通过应用实例对开关电源的设计和分析进行了剖析。书中主要内容包括：基本开关电路、控制电路、电源输入级、非隔离电路、变压器隔离型变换器、无源器件的选择、半导体的选择、电感的选择、变压器的选择、正弦波逆变器的设计举例、PC离线式电源等。

本书结构合理，层次分明，内容深入浅出，通俗易懂。本书适用于开关电源初学者和开关电源从业者，也适合电气工程及其自动化专业、自动化专业以及其他相关专业本科生阅读，还可作为相关专业的工程技术人员与维修人员的参考用书。

图灵电子与电气工程丛书
开关电源入门

◆ 著　[美]Raymond A. Mack, Jr.
译　谢运祥 等
责任编辑　舒 立

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街14号
邮编　100061　电子函件　315@ptpress.com.cn
网址　http://www.ptpress.com.cn
北京铭成印刷有限公司印刷
新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本：700×1000　1/16
印张：13.5
字数：280千字　2007年9月第1版
印数：1—5 000册　2007年9月北京第1次印刷

著作权合同登记号　图字：01-2006-2493号
ISBN 978-7-115-16422-3/TN

定价：29.00元
读者服务热线：(010)88593802　印装质量热线：(010)67129223

版 权 声 明

ISBN 981-259-675-5



译　者　序

与传统的线性电源相比，开关电源具有效率高、功率密度高、电压调整率高、体积小、重量轻等诸多优势，因而得到广泛应用。特别是20世纪90年代以来，微型计算机的普及与通信行业的迅猛发展，推动了开关电源技术的进步和开关电源产业的迅速发展。当前，世界电源产业迅速向中国转移，使得中国成为世界上最大的电源生产基地，国内从事电源产品研究和开发的企业迅速发展，从业人员迅猛增长。然而，由于电源产品的品种规格众多，并具有一定的针对性，即使是国际著名的电源制造商，其市场占有率也不高，这就为国内不同层次的中小电源制造企业提供了生存和发展空间。因此，大力推广和普及开关电源实用技术，以提高国内电源产品设计水平，具有重要意义。

开关电源技术涉及电子技术、自动控制理论、磁性元件和半导体功率器件等，是一个多学科交叉且应用性强的技术。对于开关电源初学者来说，如果没有一本好的教材，要想迅速掌握开关电源的设计技巧和精髓实属不易。本书以开关电源实用设计为主线，在介绍常用开关电源的主电路和控制电路的基础上，讨论主电路元器件的参数计算与选择，最后通过应用实例对开关电源的设计和分析进行了剖析，从而将开关电源的基本理论、控制方法、设计技巧、元器件的选择等内容有机地结合起来，易于开关电源初学者和开关电源从业人员较全面而系统地学习和理解开关电源技术。本书也为工程师们提供了快速解决工程中选择合适电源的方法(包括如何使用离线式电源和电源模块，并提供开关电源的基本设计方法)。

本书突出了开关电源的设计艺术，尽量避免应用数学工具，使读者能够快速理解开关电源原理与设计要点。此外，还特别给出元器件(如电感和变压器)的选择方法，以确保电源工作的安全性和可靠性。最后，本书强调开关电源设计中必须考虑各种参数与性能之间的平衡，并结合作者在工作中所积累的经验，通过设计实例阐述了这一点。这部分内容具有较高的参考价值。书中所有设计实例均结合实际模拟芯片的典型应用，同时通过介绍开关电源的设计步骤和设计方法，给出了很多实用、有效的设计公式。

本书主要由华南理工大学的谢运祥翻译，华南理工大学电力电子与电力传动专业的硕士研究生胡焱申、宋静娴、邓勇、邓衍平、张祖正、张常玉、魏晨、陈果和李琳琳等也参与了本书的翻译工作。华南理工大学的丘东元对译稿进行了认真的审核，并提出了许多宝贵意见，在此表示衷心的感谢。

由于译者水平有限，书中难免存在疏漏，望广大读者和同行批评指正。

译　者

2007年3月

前　　言

本书面向需要了解开关电源工作原理的读者。通过本书的学习，读者可以从电源制造商提供的资料中选择合适的器件进行特定的离线式电源的设计，也可以学会设计直流—直流变换器。针对没学过模拟电路的读者，本书介绍了模拟电路设计的基础知识。在此之上，本书讲解了如何设计和分析实用开关电源。有较强的模拟电路知识背景的读者可以略过前面的基础知识部分。

本书省略了很多公式的推导和变换过程。这些变换过程作为课后练习留给读者。

电源主要分为两种：线性电源和开关电源。线性电源采用连续时间控制；开关电源是利用方波控制输出的时间采样系统。本书将对多种类型的开关电源进行介绍。

致　　谢

同其他书一样，本书借鉴了很多他人的成果。在此，特别感谢 Motorola 公司的应用教程 *Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook* 的作者、IR 公司的 *HDB-3 Power MOSFET HEXFET Databook* 的作者和飞利浦公司的半导体应用教程 *Switch Mode Power Supply*（一本很好的书，但只在它们的网站上可以看到）的作者。

感谢 Linear Technology 公司的鼎力支持。该公司提供了他们原本仅供其客户使用、但最终对所有想应用它的人免费的开关电源研发软件 SwitcherCAD III，本书大部分的电路图最初都是应用该软件生成的。

绪　　论

开关电源的原理已经应用了 100 多年(虽然早年人们并没有意识到)。汽油发动机中的点火系统是最早的一种反激开关电源,之后开关电源广泛应用于电视机高压部分,这也是一种基本的反激电源。“反激”的叫法就源于电视机 CRT 中的射线从电视机屏幕右边回到左边的短暂过程(即回扫过程[1])。偏转线圈中电流的快速变化产生了很大的电压,这在电视中用于产生 CRT 所需的高加速电势。

直至 20 世纪 60 年代末,开关电源的三大主要元件(磁性元件、开关器件和整流器)的发展改变了开关电源仅应用于电视机高压部分的局面,开关电源开始广泛应用。在 20 世纪 60 年代早期,最先应用于开关电源的电子元件是双极晶体管,但是对于低功率场合来说其价格过于昂贵,直到半导体价格变得合理后,这一情况才有所改观。从 1970 年开始,各种类型元件的发展改变了开关电源市场的格局,三端线性调整器促进了线性稳压电源的发展。半导体器件的发展促使几瓦容量的单个开关电源开始出现,这些电源利用集成芯片、一个电感和一对电容组成了一个完整的电压调整器,其体积小于 20 世纪 60 年代的一个 TO-3 的晶体管的体积。

对于交流输入电源来说,其单位功率的价格已经变得很低,除非大批量生产,否则自行设计和制造这种电源是不经济的。因此,很多公司开始销售系列的标准输出电压电源,其中大多数公司也基于标准设计提供非标准输出电压的电源,只象征性地收取少量设计费用。

很多主要的线性芯片制造商(如 Linear Technology、Maxim、TI、National Semiconductor、Analog Devices 等)提供了一系列适用于现场电压调整或变换的开关调节电路,这些制造商生产的现代器件体积小、效率高。这对使用蓄电池作为电源的设备来说尤其重要。现代器件通常将控制电路、开关器件以及所需的整流器集成在同一封装内。

无源元件也得到了迅猛发展。磁性材料公司(如 Ferroxcube、Siemens、Micrometals、Spang 公司的磁技术部门等)将变压器和扼流圈的工作频率从 20 世纪 60 年代的 10kHz～50kHz 提升到现在的 1MHz 以上。因而滤波电容和磁心的体积得以大大减小,同时电容生产商也大大提高了开关中使用的滤波电容的品质。普通电解电容的等效串联电阻(ESR)很大,输入直流电压快速变化时,会引起很大的功率损耗。如果等效交流电流过高,电解电容会因过热而击穿。因此,现在所有电解电容生产商都尽量减

1　回扫与反激的英文都是 flyback。——编者注

小等效串联电阻。

线性电源和开关电源的比较

下面对线性电源和开关电源的性能进行对比，通过对比可知开关电源广泛应用的原因。

线性电源只能输出比输入电压低的电压，所有的线性电源都要求输入电压比输出电压高出最小压差，这个压差称为跌落(drop-out)电压，该参数决定了线性电源的效率及最大功率损耗。

以一个电压为6.0V、最大电流为2A的线性电源为例。线性调整器的跌落电压一般为2V。如果选用铅酸蓄电池，当每个蓄电池两端电压降至1.9V左右时，蓄电池将开始放电。电路的正常工作至少需要8V的电压(负载6V，加上2V的跌落电压)，所以至少需要5个蓄电池。此时电路的最小输入电压为9.9V(蓄电池放电时)，负载功率为12W，负载电流为2A。蓄电池放电时线性调整器会消耗7.8W，因而线性调整器的效率为60%。单个蓄电池充满电时，电压为2.26V，5个蓄电池提供的电压为11.3V。负载功率仍然为12W。此时线性调整器消耗功率为10.6W，效率为53%。

如果每个蓄电池提供的能量降低一些，电路的效率会有所提高。如果蓄电池不在2V的电压下工作，就可以达到提高电路效率、降低成本的目的(代价是蓄电池充、放电循环次数的增加)。如果采用4个蓄电池，线性调整器在充电结束时消耗4W的功率，电路效率为75%。电池充满电时电路效率仅提高到67%。

在第一个例子中，5个蓄电池中有2个蓄电池的能量全部产生热量而损耗掉了。在第二个例子中，4个蓄电池中有1个产生的能量全部发热而损耗掉。因此，由蓄电池提供恒定电压的线性调整器成本相当昂贵。

上述例子也可用一个结构简单的开关电源实现。开关器件采用FET，其导通电阻仅为0.008Ω。换流二极管可以采用肖特基二极管，其导通压降仅为0.5V。初步估计，开关管上消耗的最大功率为0.032W，二极管上消耗的功率为1.0W。蓄电池充满电时，电路的效率为92%；放电时，效率接近99%。更重要的是，无论是4个蓄电池供电，还是6个或者12个蓄电池供电，电路的效率几乎保持不变。

与线性电源相比，开关电源还有另一个优点。对于线性电源，至少需要4个蓄电池才能保证正常运行。而对于开关电源来说，1～3个蓄电池就可以满足要求，而且其效率比线性电源的高。

这种情况对线性工作的电源也一样。变压器是线性电源必不可少的元件。输出功率为1000W的线性电源，其变压器的重量约为100pound(1pound＝453.59g)(如果要求工作在50Hz和60Hz两种频率下会更加笨重)，所需的半导体元件需要大量的散热片而散热片也需大量的风扇，其体积大于1ft^3(1ft＝0.30m)。如果输入电压为110V和220V，线性电源需要手控或者复杂的电子开关在两种电压之间切换。相比之下，能

够工作在110V和220V两种输入电压、50Hz和60Hz两种频率下的开关电源的电路不需要电子切换开关，重量不超过50pound，体积仅是线性电源的1/4。此外，开关电源的成本也远小于线性电源的成本。

开关电源也有其自身的缺点，比如输出包含高频噪声，线性电源比开关电源安静100～1000倍。在易受噪声干扰的模拟电路中，线性电源是最佳之选。为了获得最大效率，如今的电源系统大部分首先用开关电源将电压调制到刚刚高于跌落电压，然后再用线性电源为模拟电路供电。开关电源的另一个缺点是，如果负载电流或者输入电压突然有一个较大的变化，其恢复时间要长于线性电源的恢复时间。

线性电源适用于较小功率场合。在上述例子中，我们假设开关管的功率损耗为I^2R，更详细的分析中还要包含开关管在导通和关断过程中的损耗和驱动开关管所需要的功率。此外，仍然存在适用于小功率场合的具有很低跌落电压的专用线性调整器。基于这两种原因，线性调整器在某些低功率场合应用较多。

目　　录

第1章　基本开关电路

本章介绍理想电感和电容的时域分析，并回顾几种理想开关电源。此外，后续章节将介绍电感和电容的磁特性、电气特性和寄生参数特性，并介绍其对独立元件设计的影响。

1.1　储能基本原理

式(1-1)定义了电感[1]。如果1A/s的电流变化在电感中产生1V的压降，那么该电感为1H。

$$V = L\,di/dt \tag{1-1}$$

这是楞次定律。由此可以看出电感中的电流不能发生突变。如果电流发生突变，电感上的电压将为无穷大。实际状况下，开关触头上的电弧等将使得其上的电压非常高，但不是无穷大。此外还可以看出，当电感从储能状态（di/dt 为正）转为释放能量状态（di/dt 为负）时，其上的电压即刻从正向转为反向。式(1-2)是式(1-1)的另一种表达方式，当电压已知时，可由该式计算出电感中的电流。

$$I = 1/L\int V\,dt + I_{initial} \tag{1-2}$$

式(1-3)定义了电容。它表明如果1C的电量在电容上产生1V的电压，那么该电容为1F。

$$Q = CV \tag{1-3}$$

式(1-4)和式(1-5)描述了电容和电压、电流之间的关系(充电能量是电流的积分，电流为dq/dt)。

$$V = 1/C\int i\,dt + V_{initial} \tag{1-4}$$

$$I = C\,dv/dt \tag{1-5}$$

开关电源中滤波电容的电流一般为锯齿波，滤波电容的目的是限制电压变化(即限制电压纹波)。式(1-4)中有两个变量可以控制输出电压的变化。我们可以通过加大电容或者减小 dt 控制电压纹波。开关电源的一大优点就是 dt 值可以相当小(即高转换频率)，故电容可以选取很小的值。

1　本书中图形和文字符号沿用原书的表示法，与国内标准不尽相同，请读者注意。如电压量用符号 V 表示。——编者注

1.2　Buck 变换器

图 1-1 所示为理想 Buck 变换器，其组成元件为：电压源、压控开关、二极管、电感、电容和负载电阻，这些元件均为理想元件。之所以称作 Buck 变换器，是因为电感上的电压是“降低的”，或者和输入电压反相[1]。Buck 变换器的输出电压一般低于输入电压。理想变换器的输入电压为 20V，负载为 10 Ω，负载电压为 5V，开关周期为 10μs 。开关产生脉宽调制波形供给无源元件，变换器处于稳态时，其输出电压为[2]：

$$V_{out}=V_{in}\cdot DC \tag{1-6}$$

由上式可以看出，电感电流处于连续模式时，输出电压和电感、负载电流、输出电容无关。该式假设电感电压为方波。

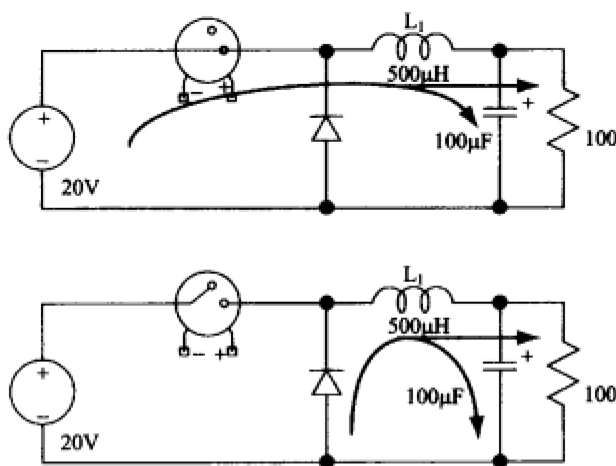


图 1-1　理想的 Buck 变换器原理图[3]

变换器中的二极管作为压控开关，在开关管关断时为电感放电提供回路：电感充电时，二极管由于被反向偏置而没有电流流过；开关管关断时，电感电流流过二极管。

4

为了实现电源的简化设计，可假设充电期间施加在电感上的电压为标准方波。设计实例中电源的输出电压纹波为 20mV。方波是一种很好的近似，因为电感电压在充电状态时变化率为 0.02/15 即 0.13%；在放电状态时为 0.02/5 即 0.4%。方波的恒定电压使得式(1-1)中的 di/dt 为恒定常量。

图 1-2 所示为系统处于稳态时的输出电压（下图）和电感电流（上图），此时负载电压为 5V，负载电流为 500mA。

1　英文 Buck 有“反”、“抵制”之义。——编者注

2　式中 DC 为占空比。——编者注

3　图中省略了电阻的单位 Ω，全书同。——编者注

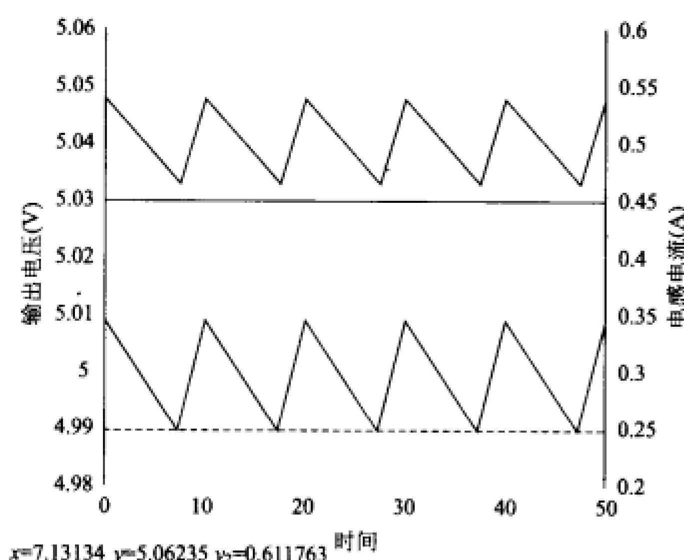


图 1-2 Buck 变换器输出电压及电感电流波形

需要注意的是，输出电流纹波与电感电流的直流分量相比很小。本例中，电流纹波峰峰值为 75mA。另一点需要注意的是，系统处于稳态时纹波电流与负载电流无关，这是由于稳态时电感电流受控于电感两端电压，充电速度和时间取决于电压差 $V_{in}-V_{out}$。平均电感电流等于输出电流。

Buck 变换器也可以工作在不连续模式，也即在开关期间电感电流已经降至零。 5

式(1-6)不适用于不连续模式。不连续模式下 Buck 变换器的输出电压纹波相对较高，这是因为在电感电流降至零期间，电容要给负载提供电流。通常，当负载电流远小于额定值时，Buck 变换器只能工作在不连续模式。

1.3 Boost 变换器

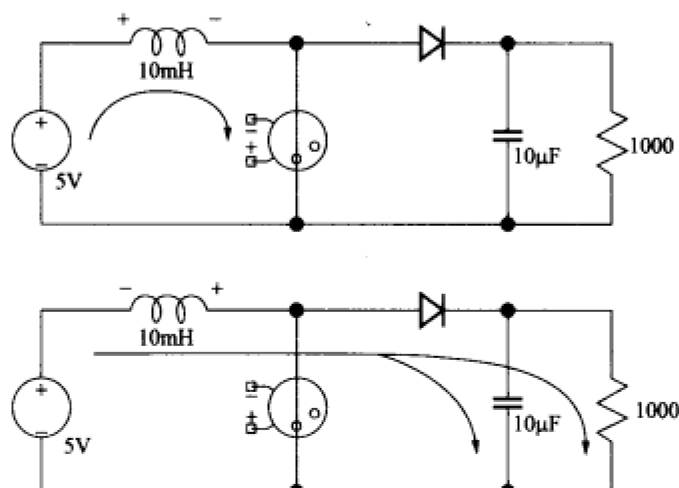
图 1-3 所示为理想 Boost 变换器，其组成为：电压源、开关、二极管、电感、电容和负载，除电容和负载外，其余均为理想元件。之所以叫做 Boost 变换器，是因为电感电压叠加到输入电压上，实现输出电压高于输入电压[1]。因而 Boost 变换器的输出电压通常高于输入电压。这个理想变换器的输入为 5V，负载为 1000Ω，输出为 20V。开关管关断时，二极管为电感电流提供回路；开关管导通时，二极管关断，开关周期为 10μs 。 6

开关管导通时，开关管和电压源为电感充电。电感充电时，由于二极管反向截止，负载中的电流由电容提供。开关管关断时，电感中有电流流过，电感电流使得二极管正向导通，为负载供电。这时电感上的电压反向，叠加到输入电压上。稳态时，输出电压为：

1 英文 Boost 有“提升”之义。——编者注

$$V_{out}=V_{in}/(1-DC) \tag{1-7}$$

由上式可见，Boost 变换器在连续模式下，其输出电压与电感、负载电流和输出电容无关。



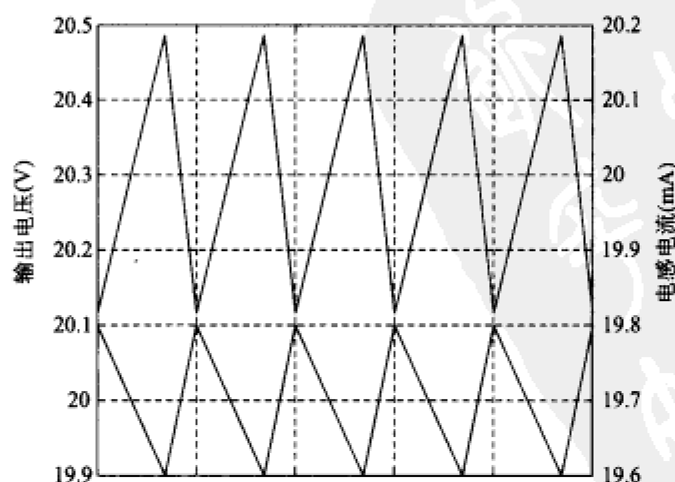


图 1-3　理想的 Boost 变换器

开关管导通时，由于电容需要提供全部的负载电流，因此 Boost 变换器中的电容大于 Buck 变换器中的电容。

图 1-4 所示为 Boost 变换器输出电压 20V、输出电流 20mA 时的输出电压波形(下图)和电感电流波形(上图)。与 Buck 变换器类似，连续模式下电感中的纹波电流和输出电流无关，通常峰值电感电流仅略高于平均电感电流。

7

输出电压(V)　电感电流(mA)

20.5	20.4	20.3	20.2	20.1	20	19.9
20.2	20.1	20	19.9	19.8	19.7	19.6

图 1-4　Boost 变换器输出电压及电感电流波形

Boost 变换器也可以工作在不连续模式。和 Buck 变换器一样，由于在电感电流为零时电容要提供给负载电流，不连续模式下其纹波电流也较大。Boost 变换器工作在不连续模式的另一个缺点是，开关管和电感中的峰值电流比较大。

给定输出电流，可以计算出两种工作模式下的输入电流。如图 1-3 所示的连续模式下，输入电流平均值为 80mA。式(1-8)给出了两种模式下的平均输入电流；式(1-9)给出了不连续模式下输入电流的峰值。

$$I_{in\text{-}avg}=I_{out\text{-}avg}\cdot\frac{1}{1-DC} \tag{1-8}$$

8

$$I_{in\text{-}peak}=2\times I_{out\text{-}avg}\cdot\frac{1-V_{out}/V_{in}}{DC} \tag{1-9}$$

如果本例中开关管的占空比为 0.25(不连续模式)而不是 0.75(连续模式)，那么开关管和电感的峰值电流将为 480mA 而不是 81.75mA。

1.4 反相 Boost 变换器

图 1-5 所示为理想反相 Boost 变换器。开关管导通时，电压源为电感充电。电感充电时，二极管反向截止，因而负载电流由电容提供。开关管关断时，电感电流继续流通，但是此时电感电流使得二极管正向导通，为负载提供电流。电感的一端与公共端相连，因而开关管关断时的电流使输出电压反向。

9

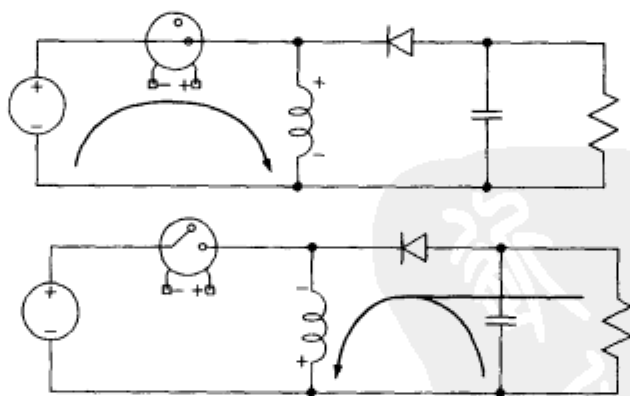


图 1-5 理想的反相 Boost 变换器

变换器处于稳态时，连续模式下输出电压如式(1-10)所示。和前述正向 Boost 变换器一样，输出电压的幅值大于或等于输入电压。

$$V_{out}=-V_{in}\cdot\frac{DC}{1-DC} \tag{1-10}$$

1.5 Buck-Boost 变换器

10

如图 1-6 所示，如果在 Boost 变换器中加入一个开关管和一个二极管，就构成了 Buck-Boost 变换器，其输出为高于或低于输入电压的正向电压。电路中两个开关管同时导通和关断。与 Boost 变换器类似，开关管导通时电感充电；开关管关断时能量传输给负载。二极管 D_1 将电感的一端和公共端相连，故电感上的电压可以高于或低于输入电压。

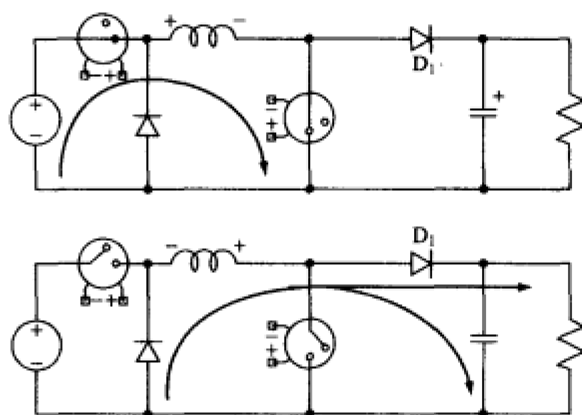


图 1-6　理想的 Buck-Boost 变换器

1.6 变压器隔离型变换器

开关电源直接连接交流电源（离线式电源）时，需要变压器以隔离负载和交流电源。此外变压器还可用于其他需要隔离（如医疗器材的隔离）的电源中。表 1-1 列出了不同变换器适用的功率范围和复杂程度。这些变换器也可应用于所列功率范围之外的场合，但是效率会受到影响。

表 1-1

电　路	功率等级	复杂程度
反激	1～100W	低
正激	1～200W	中
推挽	200～500W	中
半桥	200～500W	高
全桥	500～2000W	很高

离线式电源实际上是一个给变压器隔离直流—直流变换器供电的直流电源。本节接下来将介绍直流—直流变换器电路，第 3 章将着重介绍输入为直流的开关电源。

图 1-7 所示为单管反激变换器。这个变换器似乎使用了变压器，实际上这个变压器等效于一个有两个绕组的电感，注意绕组的绕向和普通的变压器的相反。和 Boost 变换器类似，这个电源使用电感的一次绕组用于储存能量。开关管导通时，变压器磁心储存能量，变压器二次侧没有电流；开关管关断时，变压器二次侧流过电流，向负载提供能量。和普通变压器一样，其输出电压取决于匝数比。反激变换器是唯一使用电感的离线式变换器，其他的离线式变换器都使用变压器。反激变换器的一个优点是不需要额外添加滤波扼流圈，储存在电感中的能量直接传输给负载和电容。这也是一个缺点，因为电感充电时，只有电容给负载提供电流。因此反激变换器的纹波电压较大，除非采用较大的电容。 11

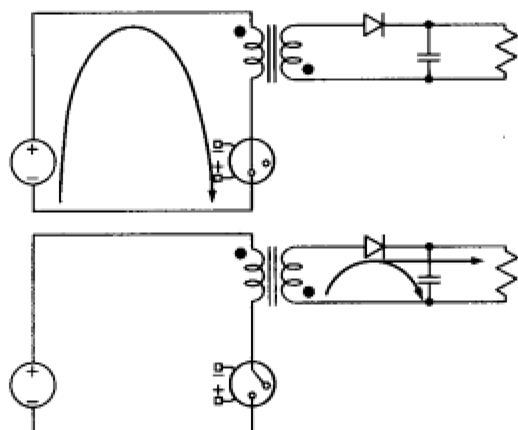


图 1-7　理想的单管反激变换器

图 1-8 所示为单管正激(forward)变换器。开关管导通时，变压器一次和二次绕组都流过电流。和 Buck 变换器一样，二次电流为滤波扼流圈充电。开关管关断时，扼流圈中必须持续流过电流，如式(1-1)所示，二次整流二极管 D_2 和 Buck 变换器中的二极管功能一样，为电感电流提供续流回路。 12

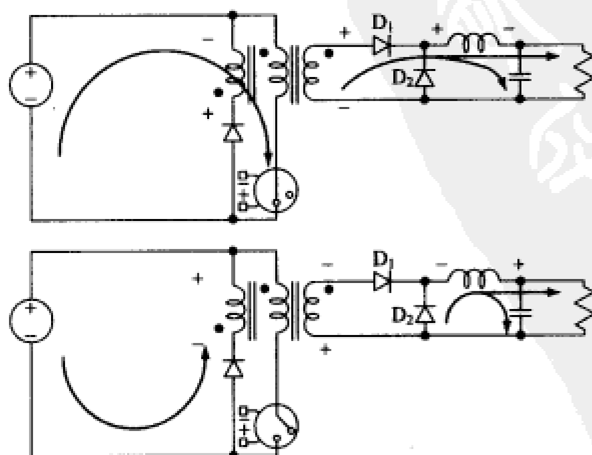


图 1-8　理想的单管正激变换器

实际的变压器包含寄生电感，相当于在变压器一次侧串联了一个电感。根据式(1-1)，开关管关断时流过寄生电感的一次电流将继续流动，开关管关断期间变压器一次和二次绕组没有电流流通。钳位绕组(左边绕组)和一、二次绕组反向，故当电流在一次绕组停止流通时，随着磁通量减少电流开始在钳位绕组中流过，这将有助于为下一个脉冲将变压器磁心复位。该钳位绕组相当于反激变换器中的二次绕组，将储存在寄生电感中的能量返送给输入。另一种磁心复位的方法将在第5章详细叙述。

13

图1-9所示为半桥变换器，是TTL图腾柱(totem-pole)输出的高压等效电路。电路中的开关管交替导通，在变压器一次侧产生双极性的电压，这就要求对输出进行全波整流。由于反向输出二极管允许电流在变压器二次绕组上流通，因而不需要钳位绕组。开关管关断时，可在变压器一次侧增加续流二极管以控制二次电压。并联的电容使得变压器一次侧中心抽头的电压为输入电压的一半，这两个电容总是输入直流电源的一部分，用作分压器和输入电能储存器。

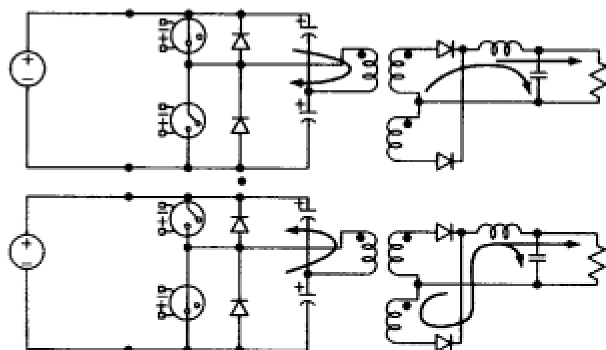


图1-9　理想的半桥变换器

图1-10所示为全桥变换器。该拓扑采用了四个开关管以改变变压器磁心中的电流方向。

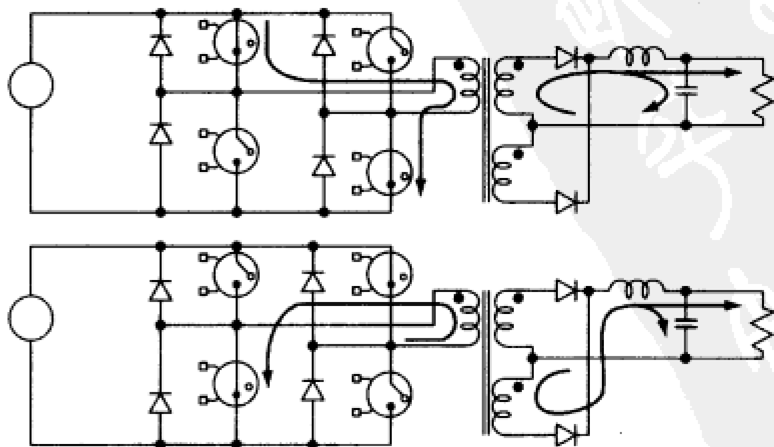


图1-10　理想的全桥变换器

图 1-11 所示为推挽(push-pull)变换器。和 B 类推挽音频放大器一样，开关管的导通和关断时的相位相差 180°。推挽变换器很少用于离线式开关电源，因为它需要高电压的晶体管，变压器中的磁通量也很难控制。但现代电流模式 PWM 控制技术的发展，使得推挽电路可以应用在低电压场合。

14

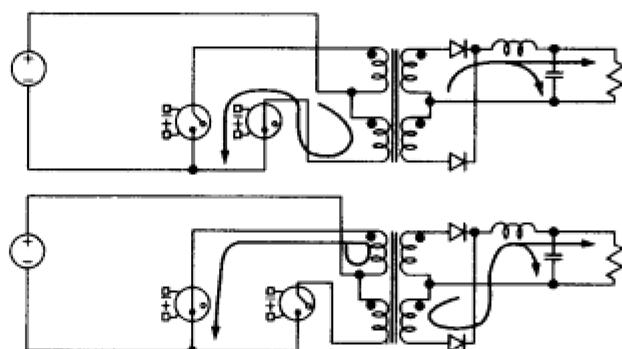


图 1-11 理想的推挽变换器

1.7 同步整流

在本章所回顾的变换器电路中，均采用二极管作为压控开关。二极管反向偏置时，相当于关断的开关管；二极管正向偏置时，相当于导通的开关管。MOSFET 也可作为开关管。当栅-源极上的电压足够驱动 MOSFET 时，电流可以从任一方向流过 MOSFET。功率 MOSFET 作为开关管，导通电阻仅为 0.01Ω，或者甚至更低。肖特基二极管流过 5A 的电流时，导通压降为 0.4V，功耗为 2W。而导通电阻仅为 0.01Ω 的功率 MOSFET 流过 5A 的电流时，功耗仅为 0.25W，大大提高了电路效率。图 1-12 所示为采用同步整流和理想无源器件的 Buck 变换器，该电路采用理想控制器以控制 MOSFET 的通断并提供电压反馈控制。Q_1 导通时，Q_2 关断；Q_1 关断时，Q_2 导通。这只是同步整流 Buck 变换器的范例，如果采用适当的驱动电路，可以在上述任何电路中用 MOSFET 开关管取代二极管以实现同步整流。

15 ~ 16

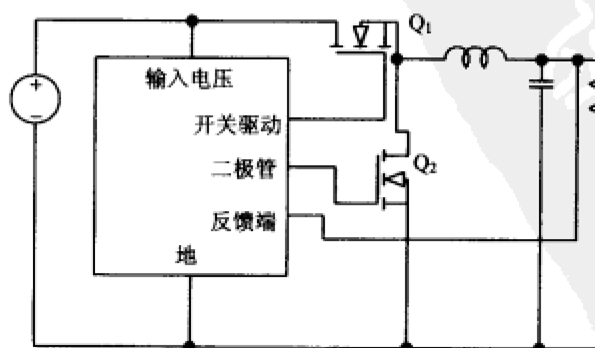


图 1-12 用功率 MOSFET 开关管代替二极管的 Buck 变换器

1.8 电荷泵

电荷泵使用电容实现输入电压的增大或者反向，图 1-13 所示为理想倍压电荷泵。电荷泵的电容也叫飞跨电容(主要是因为开关管的状态转变时，其两端的电压变化范围较大)。充电期间，飞跨电容通过开关管充电；充电结束后与输入电压一起为负载供电，供电电压高于输入电压。

17

图 1-14 所示两种电路都可以正电荷泵提供与输入电压反相、幅值与输入电压相等的电压。

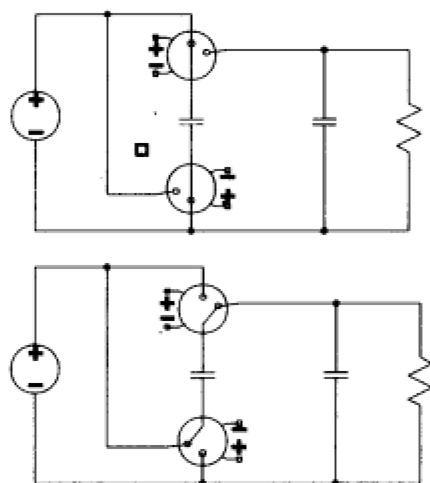


图 1-13 理想倍压电荷泵

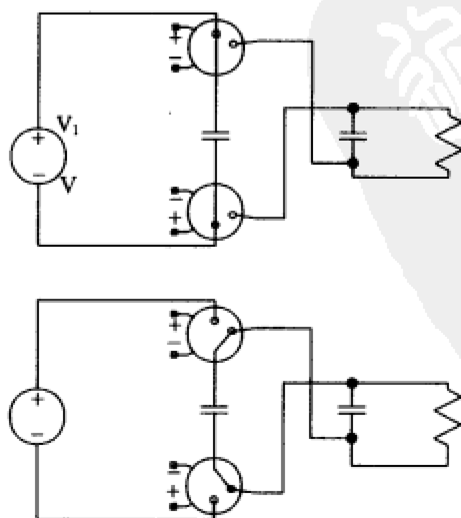


图 1-14 理想的反相电压电荷泵

电荷泵通常用于小电流场合，譬如为集成芯片或者 FET 放大器提供偏置电源的场合。除非采用大容量的电容，电荷泵一般不用在大电流场合。输出电流的实际限值近似为 250mA。

电压倍增电路也是一种电荷泵，图 1-15 所示为由图腾柱式方波发生器驱动的传统电压倍增电路，该电路使用二极管作为开关管，将电流从波形发生器传送至输出电容。 [18]

图 1-16 所示为降压电荷泵，该电路通过改变占空比调整输出电压，使输出电压低于输入电压。图 1-16 和图 1-14 所示电路的输出电压均低于输入电压。并不是所有储存在飞跨电容中的能量都要传送至输出电容。开关动作的影响类似于等效电阻，这取决于开关频率和电容的相对值。这将在第 2 章中详细论述。 [19]

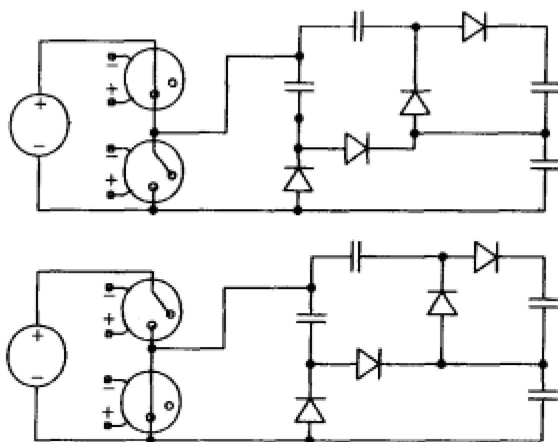


图 1-15 方波驱动的电压倍增电路

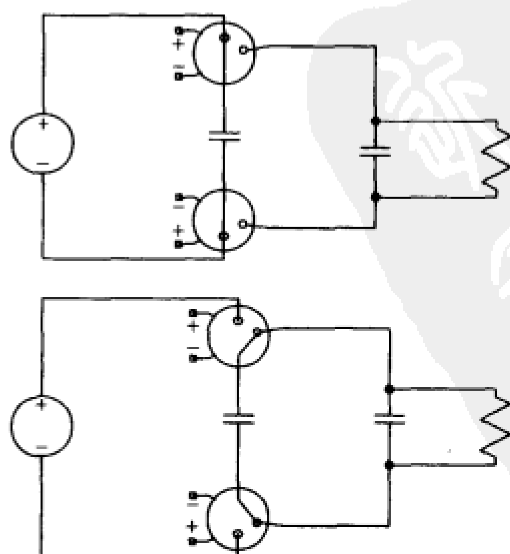


图 1-16 理想的降压电荷泵

第2章 控制电路

我们将研究半导体制造商制造的不同类型控制器,尽管实际中存在多种控制器,但是每一种只能应用于很窄的领域。本章将参考不同制造商的应用手册,这些资料可以从各制造商网站上获得或者直接向其索取。

2.1 基本控制电路

控制电路的最简单形式是变频/恒定导通时间或脉冲频率调制(PFM)。如图 2-1 所示,基准振荡器的导通时间固定(基本类似于 555 时基电路的单次多频振荡器)。只要控制电压低于参考值,振荡器就会被比较器触发而导通。轻载时开关频率与占空比均较低,而负载增大时,开关频率也将增加,最大的开关频率将发生在占空比为 50% 处,美国 TI 公司的 TL-497 就是这种工业上广泛应用的控制芯片,较高的纹波频率将引起诸多问题,如电磁兼容(EMC)及输出纹波。

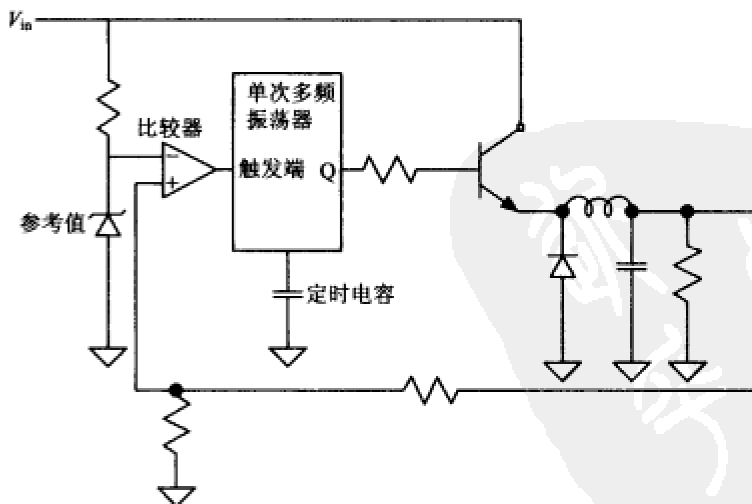


图 2-1 脉冲频率调制电路

如果控制频率恒定而脉冲宽度可变,则电磁兼容与纹波控制将是可预测的及可控制的。脉冲宽度调制(PWM)使用固定的开关频率与可变的开关导通时间,图 2-2说明了电压模式 PWM 控制器的基本原理。

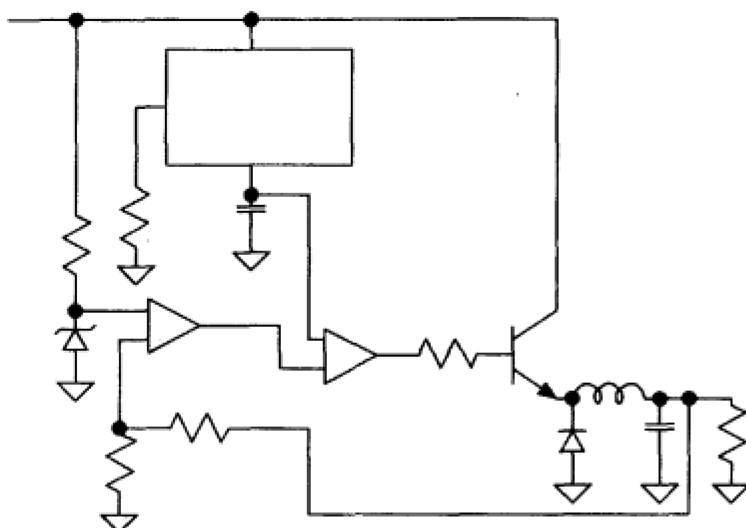


图 2-2 电压模式 PWM 控制器

分压器、误差放大器与参考电压一起产生一定比例的误差信号，内部振荡器类似于 555 时基电路而产生一个恒频的锯齿波，典型情况下，定时电阻设定提供给定时电容的充电电流。一旦定时电容上的电压达到触发电平，振荡器中的触发器将发生偏转，然后给定时电容快速放电，以降至低端的触发电平。输出端的开关动作受控于误差电压与振荡电平的比较结果，图 2-3 说明了怎样产生开关信号。

23

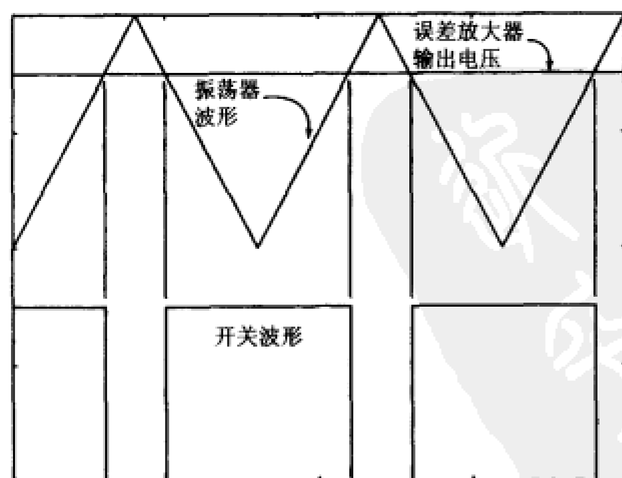


图 2-3 电压模式中开关信号的产生

当振荡电平低于误差放大器的输出电压时，开关将导通；当振荡电平高于误差放大器的输出电压时，开关将关断。如果误差电压低于最低的锯齿波电平，则占空比将为 100%；如误差电压高于最高的锯齿波电平，则占空比将为 0%。

24~25

反激与 Boost 变换器需要最小的死区时间，以将存储在电感中的能量传至输出电路，有些正激变换器也需要一个适当的死区时间，这个时间通常使用外加电阻进行调节。现代电压模式 PWM 控制器能提供内在保护机制，以确保占空比低于 100%。

电流模式 PWM 控制器较电压模式具有较多的内在优势，如改进瞬态响应及更简单的控制环路。图 2-4 说明了电流模式 PWM 控制器的基本原理，电路中内部的振荡器运行于固定频率，产生的脉冲信号设置触发器，以设定晶体管开关器件电流的起始点。开关管电流由 R_{sense} 检测并且转变为电压信号，当其等于误差放大器的设置点时，开关管电流将停止流动。比较器使触发器复位，以关断开关管。误差放大器用于调节开关管电流的触发点，并设置合适大小的电感电流以维持输出电压。输出电压达到期望值时，误差信号将降低电流触发点以维持恒定的平均电感电流。

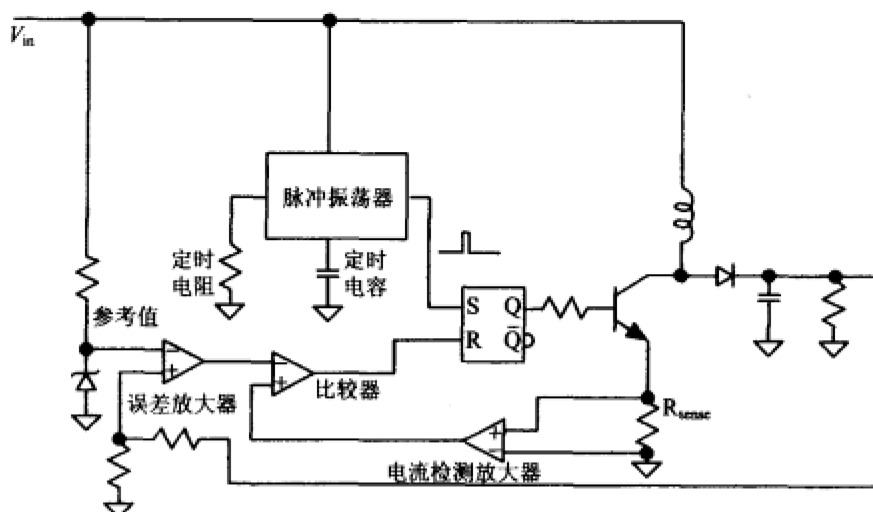


图 2-4　典型的电流模式 PWM 控制器

2.2　误差放大器

26

图 2-5 说明了设置误差放大器控制输出的典型方法，分别应用于正输出与负输出的电源中。负输出电压的电路使用一个分压器连接至参考电压，使放大器的输入信号幅值高于地电位。PWM 电路一般由单端正电源供电，意味着所有的引脚(特别是误差放大器与电流检测端)的信号的幅值低于地电位时不能超过一个二极管的管压降。

注意到另一个电阻 R_3 放置于负的输入端。所有的双极晶体管放大器(包括运算放大器与比较器)使用晶体管的基极作为输入端，需要一个极小数量等级的基极偏置电流使放大器正常工作。这个偏置电流除了正常的流向分压器外，还流向 R_1 与 R_2，这将在一定程度上改变反馈端的电压幅值。这个变化的直流电压将引起输出电压的偏离，偏离的程度依赖于放大器的闭环增益与 R_1 和 R_2 的数值。R_3 须等于 R_1 和 R_2 的并

联等效电阻值，以确保放大器的两个输入端高于地电位，并且幅值相等，以均衡输入偏置电流的影响。

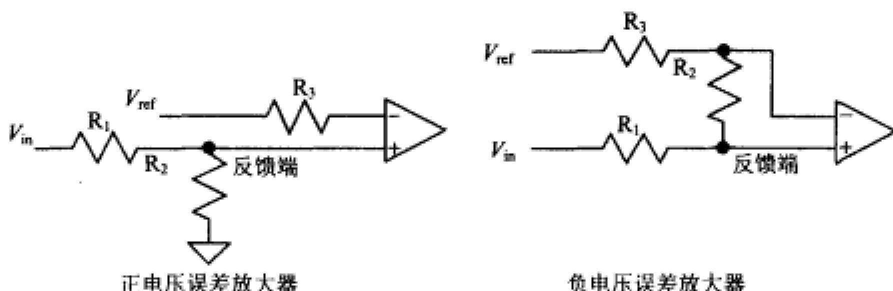


图 2-5 正和负电压误差放大器

误差放大器的输出类似于电阻性的直流电路，只是晶体管的输出负载将是电流源而不是电阻，因而电流可被输出晶体管与负载分流。晶体管能工作于线性区域之外，这种电路亦等效于集电极开路的数字电路。几个集电极开路型的电路可以将各自的输出端相互连接，类似于开漏型或门数字电路。将输出电位拉至最低电压的电路将控制 PWM 比较器的输入电压，电流源负载使输出晶体管成为一个跨导放大器而非电压放大器，电压增益等于跨导与负载电阻的乘积。 27

2.3 误差放大器的补偿

各种各样的电子系统均涉及经典反馈控制理论，使用控制理论能够分析闭环运算放大器电路、电机伺服、锁相环、线性电源及开关电源，但反馈理论的详细描述已超出本书的范围。Thomas Frederiksen 在其著作 *Intuitive IC Op Amps*（National Semiconductor Technology Series，1984）的第 4 章中，较好地叙述了传递函数的影响，说明了极点与零点的不同数量能使系统稳定工作或导致闭环振荡。Linear Technology 公司 18 号应用手册中也有提及，精简概述了含有放大器与功率放大器系统的频率补偿。另外，阅读控制理论教材可以完整理解补偿。

PWM 控制器中的误差放大器不同于常用的 741 或 1458 之类的运算放大器：通常的运算放大器内含补偿，存在一个稍低于 100Hz（一般低 5Hz 左右）的低频极点，随着频率的提高，这个极点导致增益下降，进而影响整个闭环放大器的特性。而 PWM 控制器中的误差放大器通常没有内置补偿，误差放大器的输出一般外接至芯片的某一端子，这样可以外加极点和零点至闭环系统，给系统提供频率补偿。

开关电源中的许多影响均可能增加系统的相移，两个主要因素是电感与滤波电容，包含其等效串联电阻（ESR）。输出电路中电感与电容的结合等效于一个串联谐振电路，因此在响应曲线中将增加一个二次极点，传递函数将随负载电流与输入电压的变化而变化。输出电容及其 ESR 生成一个零点，同时负载电阻与输出电容亦形成一个 28

极点。图 2-6 显示了输出电容、ESR 及负载电阻的等效电路，需要注意的是 ESR 不仅影响零点还影响极点。

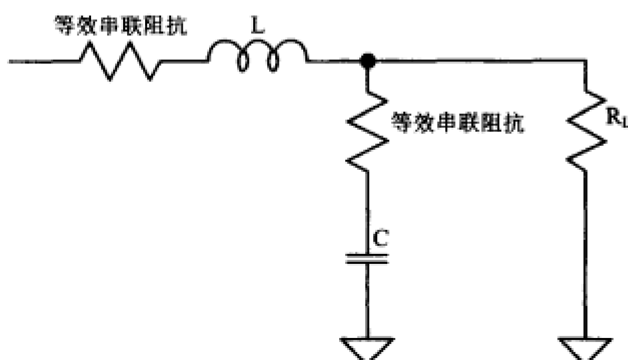


图 2-6 滤波电感与电容的等效串联电阻

补偿器的目标是确保电源系统对负载与输入电压瞬变具有快速响应，并且不产生振荡。较大衰减的补偿器能确保输出电压不产生振荡，但输入与输出快速变化时，输出将可能存在一个较大、较长时间的瞬态响应，输出短路后恢复时也将可能导致较大的过冲，而太快的响应将导致控制环的振荡。

图 2-7 是一个常用的补偿网络，主要用于 Buck 或正激变换器，其中电阻与电容在传递函数中生成一个极点。这个补偿网络需要在增益与频率方面进行优化，同时电阻与电容形成衰减器以降低电路中的品质因数。

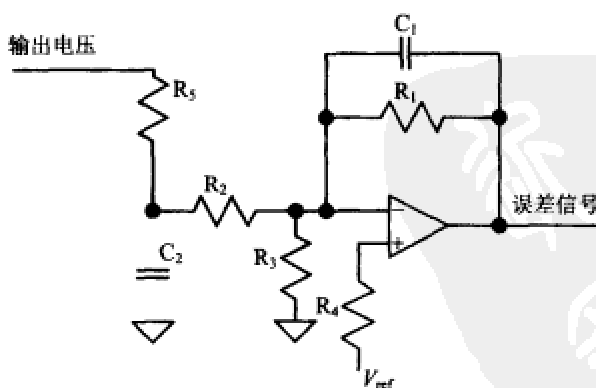


图 2-7 Buck 或正激变换器的常用补偿网络

图 2-8 是一个常用的补偿网络，主要用于电流连续模式的 Boost 或反激变换器。所有电流连续模式 Boost 与反激变换器均存在一个右半平面零点，因而在反馈环中需要加入一个极点，这个极点必须使增益下降到右半平面零点频率以下。右半平面的极点与零点会使时域响应速度变慢，如果未在反馈环中加入极点，仿真这样一个 Boost 变换器的启动过程，右半平面零点的影响将相当明显，输出电压将出现一个极大的过冲。

任何一个芯片厂商的应用手册都没有给出严格使用数学手段来评估开关电源响应的方法，但在线性电源补偿方面，TI 应用手册 U-95 给出了一些数学性的指导，也可用于开关电源的分析中。当然，如果读者已经理解了其中的数学原理，将不再需要此书。

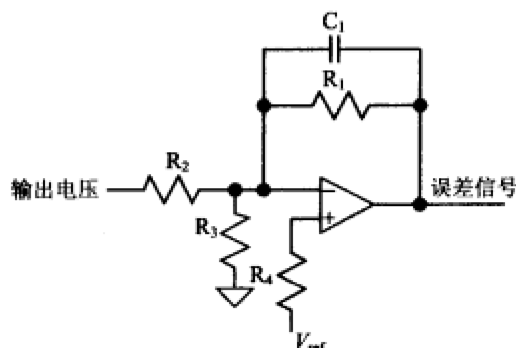


图 2-8 用于连续模式 Boost 或反激变换器的常用补偿网络

Linear Technology 公司应用手册 19 与 25 描述了确保设计中最优化的补偿电路，作者更喜欢这种经验性方法，这种方法使用了时域分析而不是频域分析。这些应用手册特别适用于 LT1070 系列电流模式控制器，同时亦适用于所有存在跨导误差放大器的开关电源。

30

图 2-9 是一个基于 Linear Technology 应用手册的测试装置，要求有三种测试仪器：第一种是一个可调负载，这可以是一个可调的有源负载或一套简单的高功率电阻；第二种是一个示波器，用于获取电源的瞬态响应；最后一种是一个函数发生器，使负载产生阶跃变化。我们感兴趣的仅仅是阶跃响应，这样可以在电源的输出与示波器输入通道之间放置一个低通滤波器。因此，通过函数发生器的输出触发示波器，我们将仅看到直流电平而无任何开关频率分量。

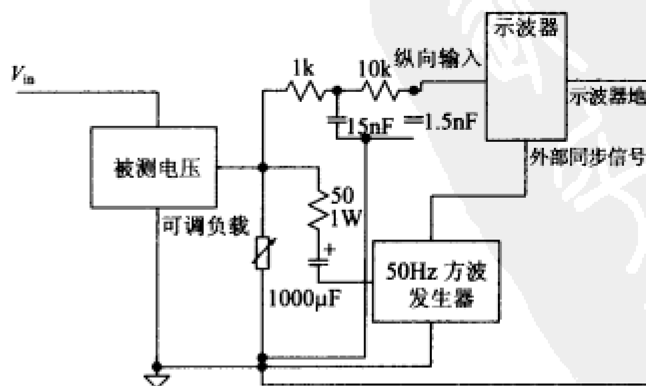


图 2-9 开关电源调节补偿的测试装置

2.4 测试次序

(1) 使用一个1kΩ电阻与2μF电容开始补偿，以高频误差放大器为负载，电容与PWM电路的负载电阻生成一个主极点，由于电阻的存在响应中将存在一个零点，但其基本上没有什么影响。

31

(2) 连接示波器的第一通道探针至地端以验证有无地环。如果第一通道显示存在响应，就必须断开安全地线以隔离示波器或信号发生器，同时为了安全起见，必须在测试仪器与输入电源线之间使用一个隔离变压器。

记住断开电气安全地线将影响接地系统的安全，必须在测试仪器附近放置合适的警示标语。

(3) 调节信号发生器，产生5V的峰峰值方波，这将产生一个100mA的阶跃输入给控制环。如果轻载时正阶跃响应与负阶跃响应并不相同，可降低信号发生器的电平。

(4) 验证响应为单极点的过衰减响应。如果其为非过衰减响应，可增加电阻的数值。应当先增加电阻后增加电容，以确保在过衰减条件时开始测试。

(5) 每一步按2：1的比例降低电容，直至响应轻微衰减，这将使极点频率更高并且增加增益带宽。

(6) 按2：1的比例开始增加电阻，以减少响应时间并增加衰减，当响应又变成过衰减时停止。增加这个电阻将使零点的频率更低，从而使增益响应至中频时变得平坦。

(7) 继续重复，同时降低电容与电阻以产生快速的衰减响应，目标是得到最大的电阻值与最小的电容值，且不产生振荡，同时快速稳定在一个合适的输出电压。

(8) 现在必须验证在所有条件下均具有足够的增益与相位裕量。最困难的问题之一是输出电容与其ESR产生的零点：ESR与温度相关，如果电源必须工作在极低温度下，ESR将以数量级的比率增加。对于各种温度、负载与输入电压的结合，裕量测试将确保不存在振荡。一个较好的经验做法是在极端温度下调节至稍微过衰减，以确保系统在整个温度范围的稳定运行。

32

2.5 典型的电压模式PWM控制器

1526A系列是第二代、多功能电压模式PWM控制器的典型代表，这一系列适用于直流—直流变换器或是作为离线式控制器，其工作频率可高达100kHz左右。由于具有两个驱动输出，这种芯片特别适合于推挽、半桥与全桥电路，图2-10为这种控制器的内部框图。

内部电路需要一个稳定的参考电压以实现正常运行，参考电压源是一种具有温度补偿的线性调节器，能够提供20mA的电流给外部电路。由于这个参考电压源具有2V的压降，为了得到5V的输出电压，其最低的输入电压应为7V。通过适当的补偿与调节，1526A内部的参考电压最终可达到±1%的精度。

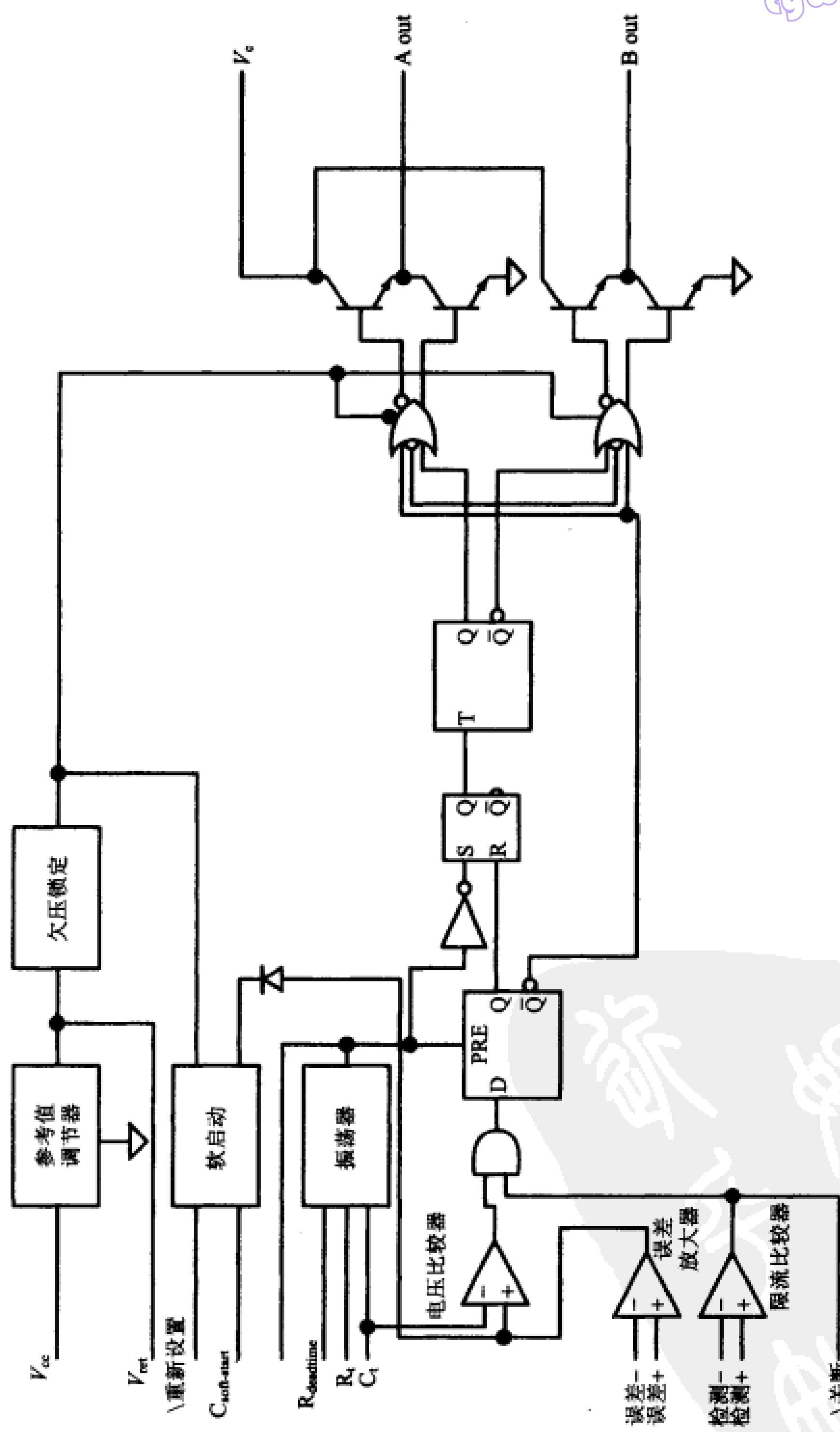


图2-10 1526A电压模式PWM控制器的内部框图

低压关断电路与参考电压进行比较后达到内部初始电平，这个电路将拉低芯片的复位端，关断驱动输出，并且通过二极管钳位误差放大器的输出信号，所以并不存在输出脉冲正常的假象，直至电路获得足够的电压用于电路的正常运行。这个低压关断电路将持续运行，直至参考电压达到4.4V，同时关断比较器存在200mV的迟滞。一旦参考电压达到4.4V，电路不会执行关断的动作，直到参考电压低至4.2V以下。如果参考电压上升缓慢，将能够避免噪声引起的复位假象。

33~34

一旦复位端被低压关断电路释放，正常的软启动时序将开始动作。通过一个钳位晶体管，软启动电容连接至误差放大器的输出以限制过冲，同时在软启动期间，误差放大器的输出能够从零开始上升。误差放大器的电平钳位可限制最大占空比，因而能够限制电感电流的增加、输出电压的上升率及系统的启动过程。一旦电容两端的电压充电至5V，这种钳位功能将不再起作用。由于软启动电容被一个100μA(典型值)的恒定电流充电，因而我们能够使用电容与电流的定义以求出软启动的时间。

$$Q=C\times V \text{ 及 } I=\mathrm{d}Q/\mathrm{d}t \tag{2-1}$$

在上面第一个等式的两边取微分，可以得到

$$I=C\times \mathrm{d}V/\mathrm{d}t \tag{2-2}$$

I为恒定的100μA，$\mathrm{d}V$为5V(从复位至充满电)，重新整理式(2-2)，可以得到电容与时间的关系

$$C/\mathrm{d}t=100\mu\text{A}/5\text{V}=20\mu\text{F/s} \tag{2-3}$$

由于充电电流在50μA与150μA之间变化，这个计算的结果只能是一个估计值。同时，在电容充满电之前，正常的控制环将开始控制系统的运行。

当较高的输入电压施加于电感上时，电感电流较大，因而软启动是必需的。输出电容与扼流圈自感的相互作用，很可能致使电流快速增加，以至于输出电压发生过冲，有时会比期望值高出几百毫伏，甚至是几伏。软启动期间，软启动电路保护二极管与晶体管避免出现过电流，并且在启动时，使极大的瞬态变化得到衰减。

除去正常的定时电阻与定时电容端外，1526A芯片的振荡器还提供一个死区时间控制端。如果R_D端接至地，振荡器的放电电路将控制死区时间；从R_D至地端增加一个电阻能够增加死区时间，当运行在40kHz时，芯片手册中指出增量为400ns/Ω。但是规格书中并未列出其他频率的设计信息，因而R_D的数值需要通过实验进行确定。从芯片手册明显可以看出，1526A芯片仅适合用于20kHz以下的电源中。推挽或桥式电路中，当使用慢速的双极晶体管作为开关器件时，需要增加死区时间。双极晶体管的基—集结中存有电荷，在晶体管即将关断前，必须放完电。在换向的晶体管开始导通之前，增加死区时间以确保上一个晶体管完全关断。

35

振荡器还有一个同步端，可使振荡器被外部的振荡器同步或者同步另外的控制器。有些系统含有多个PWM控制器电路，这个同步端允许所有控制器保持准确的频率与相位，因而这些电路能进行并联运行。主芯片1526A被R_T、R_D及C_T编程至适当的频率，通过连接全部的C_T端，所有的从属芯片1526共享锯齿波，从属芯片的全部R_T端均置空。

如果系统需要，同步端也能用于控制一个外部的逻辑信号。为了同步至一个外部的逻辑信号，振荡器的频率必须设置为比期望频率低大约10%。逻辑电路应当提供一个短脉冲(约500ns的等级)给同步端，这个短脉冲终止振荡器的充电时段而重新启动工作周期。

同步端、复位端与关断端都是双向低逻辑电平的端子，图2-11显示了内部电路怎样使用内部上拉驱动端子作为开漏型输出，或是作为内部电路的输入。要求立即关断控制器时，关断端可用作故障检测端；限流比较器动作时，关断端也可作为输出的指示，拉低关断端将关断驱动输出。复位端释放软启动电容两端的电荷，并且钳位误差放大器的输出信号，复位端的释放将初始化一个软启动周期，每一种端子均兼容于TTL或CMOS逻辑。 36

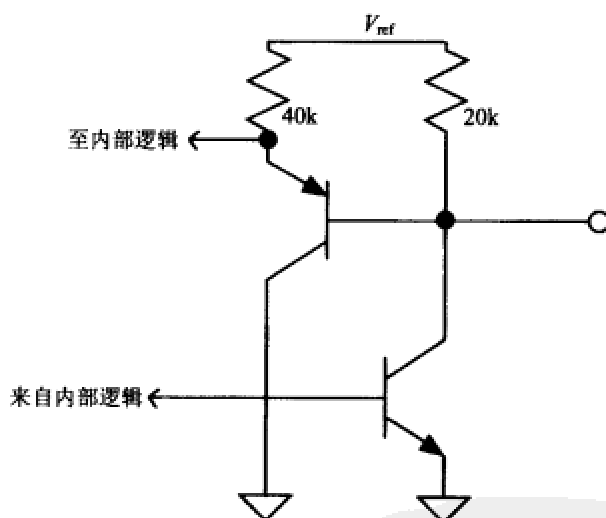


图2-11 1526A中双向端子的内部电路

1526A芯片可执行数字限流。电流检测比较器提供一个逻辑输出以终止输出脉冲，如果超出限流点，允许系统终止每一个输出脉冲。但是不要混淆这个工作过程与电流模式PWM控制的差异，电流控制中误差信号控制电流的触发点。这种器件存在一个固定的门槛电平用于限流动作，电流检测放大器的反相端有一个内部的100mV参考，因而这个反相端能够接至地端以提供单极电流检测输出，这将允许一个极低的电阻来实现电流检测，实现最小化电流检测的功率损耗。

其他的电路，如SG2524，使用一个差分放大器从误差放大器的输出中减去一些电压，并且减小输出的脉冲宽度。SG2524的内部电路如图2-12所示。 37

1526A PWM脉冲发生器使用数字逻辑以确保比较器不会因噪声产生多个脉冲，PWM比较器将振荡器斜坡电压与误差放大电压进行比较，当电压相等时，发送一个脉冲使触发器置位，PWM的闭锁高电平信号送给输出换向逻辑电路，当振荡器的放电脉冲复位PWM的闭锁端时，输出脉冲终止。

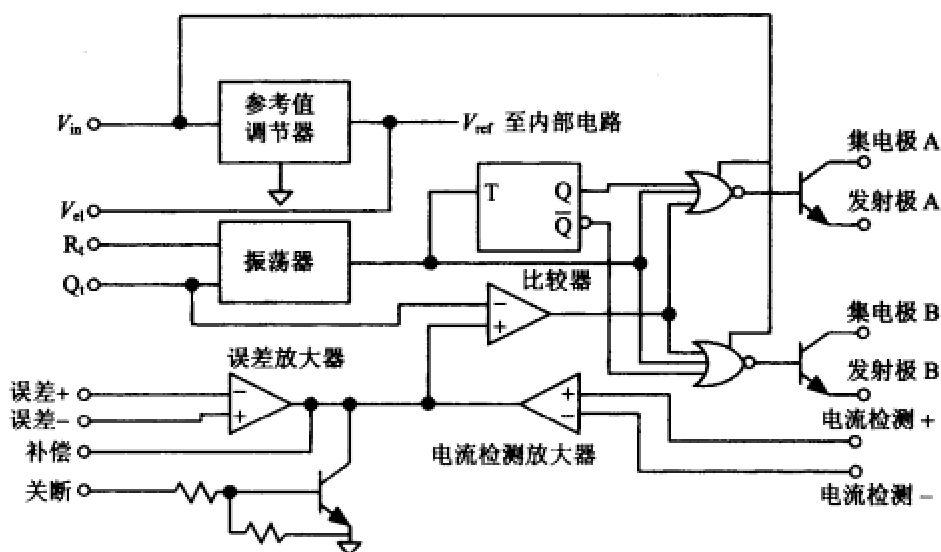


图 2-12　SG2524 的内部电路

输出转向逻辑单元完成三个功能:第一个功能由一个触发器执行,通过交替输出脉冲来改变输出驱动器的输出,它允许 1526A 用于对称的驱动电路中,比如推挽或桥式电路;第二个功能是输出消隐,每一个输出中存在一个最小的死区时间,这个死区时间被振荡器复位脉冲的长度所控制,输出截止和 PWM 的闭锁命令是一种与的关系,因而与 PWM 闭锁信号无关;转向逻辑的第三个功能是在故障条件时可关断输出驱动器,比如任意时刻的过温和复位端动作。

1526A 芯片具有两个图腾柱输出,可以连接至同一个供电端,这个供电端不同于控制电路的供电,它允许适当的信号来驱动外部功率开关管。在振荡频率的一半时,驱动另一个输出,两个输出的脉冲不会产生重叠。低端驱动时,使低端功率开关管饱和导通。由于低端功率开关管引起的关断延迟,两个功率开关管之间可能存在一个短暂的直通时间。由于直通电流的存在,需要一个小电阻与 V_C 端串联以限制电流。1526A 是 1526 的改进版本,能限制直通时间小至 50ns,这种时间长度仍然需要限流电阻。

图 2-13 是一种用于 FET 功率开关的典型驱动电路。1526A 的输出三极管能提供或者吸收 100mA 的电流,在充、放电期间,FET 中的电容由恒定电流充电,通过限制电流峰值,串接在 FET 门极与输出端的电阻可保护输出三极管。另外,漏极至门极的电容通常相当大,能够从漏极电路耦合较大的感应瞬态电压至门极电路。相对于芯片的地端,肖特基二极管能够确保输出端的电压不超过负的 0.3V。

38

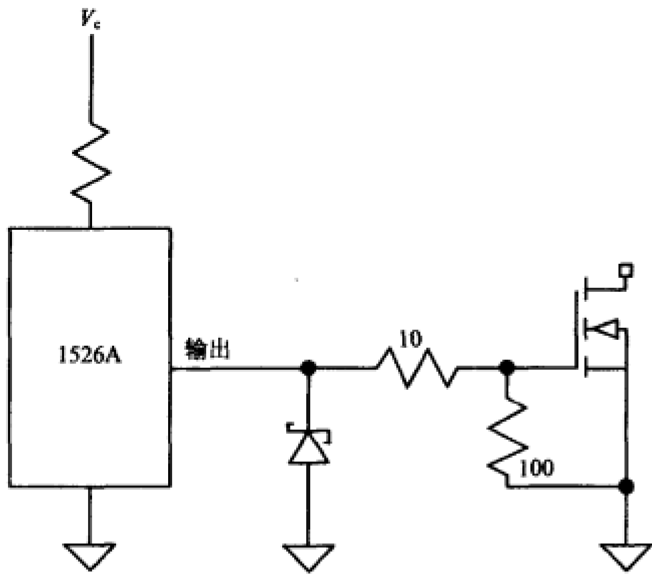


图 2-13 用于 FET 功率开关管的典型驱动电路

2.6 电流模式控制

图 2-14 是一个电流模式 PWM 控制器的基本电路，用于 Boost 变换器，这种电路有两个控制环：外环测量输出电压并提供一个误差信号给内环；内环比较误差信号与电感电流，决定关断功率开关管的时刻。最终结果是改变脉冲宽度。而脉冲宽度是电感电流的函数，并不是误差信号的函数。

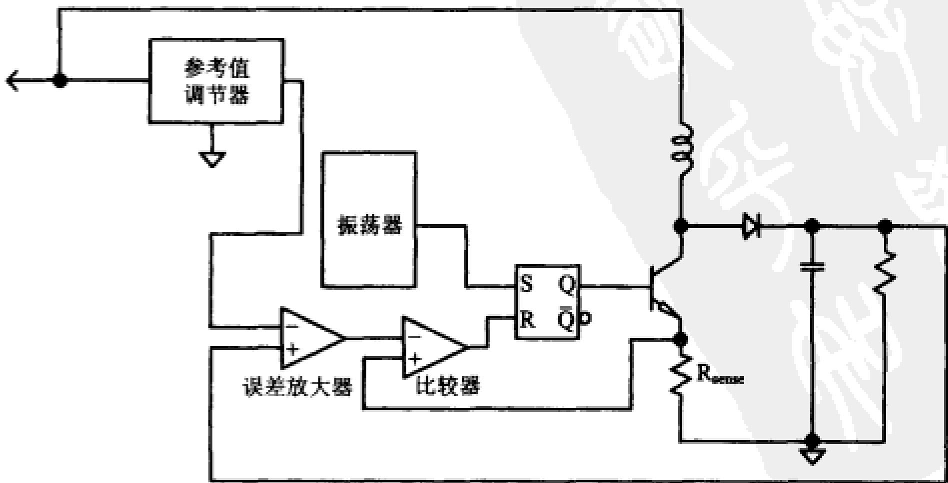


图 2-14 电流模式 PWM 控制器的基本电路

振荡器在每一个周期的开始置位输出以驱动功率开关管。误差放大器产生的信号与电感电流信号比较，一旦峰值电感电流信号达到误差信号的幅度，比较器将复位置位端并关断功率开关管。如果输出下降，误差信号将增大而在下一个脉冲时允许增大峰值电流。

相对于电压模式控制器，电流模式控制器具有许多优点：首先电感电流是误差电压的直接函数，在小信号分析时，电感可以用电压控制电流源来替换，可在传递函数中消去一阶，控制环较电压模式电路更加容易补偿；另一个优点是补偿中可不用考虑输入电压变化的影响，流过电感的峰值电流是电感两端电压的函数，如果输入电压下降，电感电流升至控制值及比较器关断功率开关管的时间将更长。

39

电流模式控制器也并不是没有其他问题。无论何时，只要占空比超过50%且电感电流连续，电流模式控制器就存在次谐波振荡的问题。占空比低于50%，电流内环是稳定的；如果占空比大于50%，当内环被噪声或瞬态扰动时，输出就不再被稳定控制，平均电感电流仍然处于受控之下且被误差放大器设定，但会在开关频率的次谐波附近变化。对于40kHz的开关频率，电感电流存在如20kHz或10kHz的频率成分，这些次谐波频率能在电感或其他器件产生音频响应。通过增加斜坡补偿，电流模式控制器能稳定处于受控状态，可以从振荡电容馈入电压至电流检测端或误差放大器来实现斜坡补偿。斜坡补偿将电流触发点从恒定数值改变至开关频率的锯齿波，随着占空比增加触发电流将下降，同时存在一个最小的补偿斜率，以确保系统始终保持稳定。下面的不等式说明了这种关系：

40

$$S_{COMPENSATION} \geqslant S_{CHARGE}(2DC-1)/(1-DC) \tag{2-4}$$

$S_{COMPENSATION}$为补偿信号的斜率，S_{CHARGE}为电感充电的斜率。如今大多数电流模式芯片提供内部斜坡补偿，这样可以直接使用，如果需要也能进行修改。对于较老的芯片，比如1846A，制造商的应用手册或规格书会给出必要的信息来计算斜坡补偿的大小。TI公司应用手册U-97及Linear Technology公司的应用手册19给出了斜坡补偿的详细分析。

2.7 典型的电流模式PWM控制器

1846A是一个典型的第三代控制器，图2-15是芯片的内部电路，它的振荡器及参考电压源与1526A的相应部分相同。1846A与1526A运行方式相同，它的内部振荡器能被同步至另一个1846A或外部振荡源。但它们的低压关断电路不同，1846A使用输入电压而不是参考电压来决定关断的动作，只要输入电压低于8.0V，低压关断锁定器件处于复位状态。关断电路具有0.75V的迟滞，以确保启动时噪声或缓慢上升的输入电压不会引起不稳定状态。

1846A的误差放大器相似于1526A的，是一个集电极开路型输出的跨导放大器。

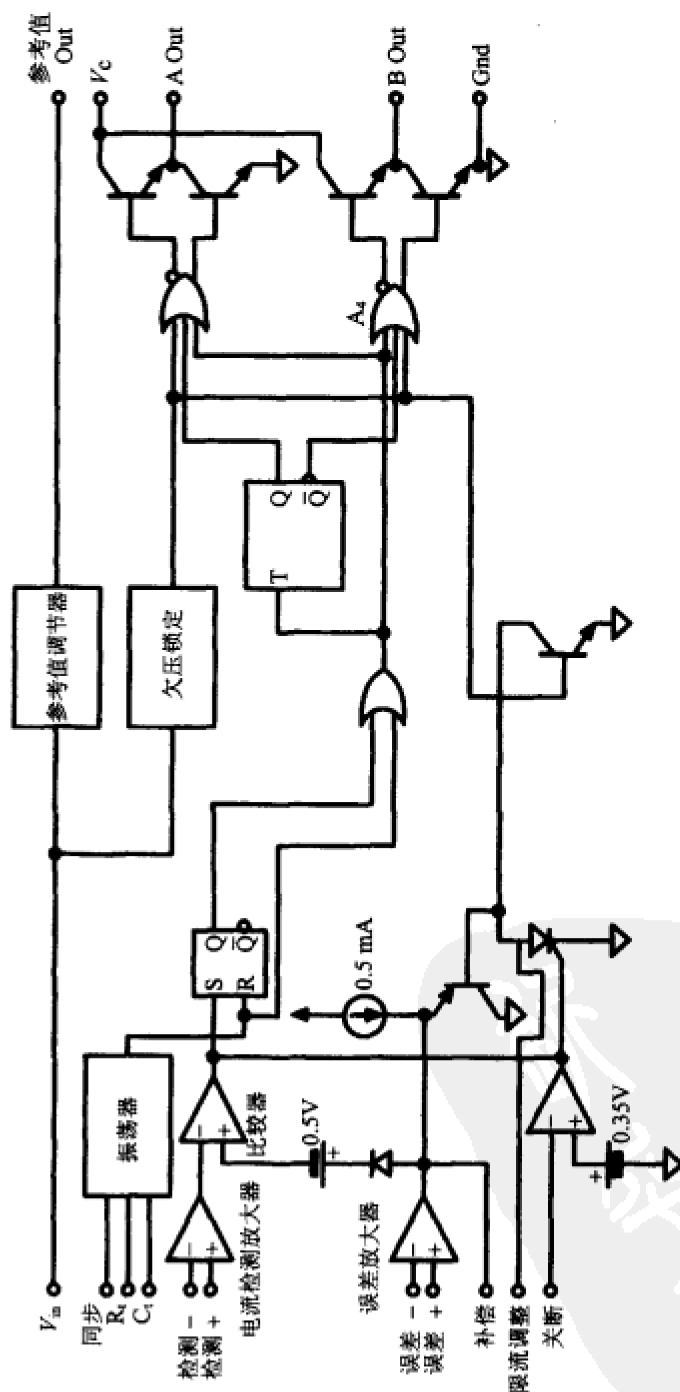
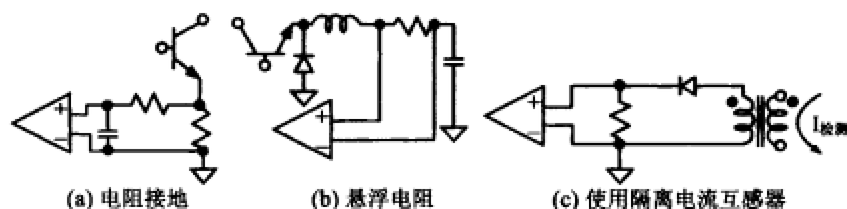


图2-15 1846A PWM 控制器的内部电路

41

电流检测放大器是一个三倍增益的电压差分放大器。串接在PWM比较器反相输入端的二极管与电压源限制电平至约3.5V(4.6V最大的误差信号,再减去0.5V及一个二极管的压降),意味着电流检测放大器的输出高于3.5V,这将不会关断输入脉冲,同时由于电流检测放大器三倍的增益,它强制电流检测电压低于1.1V。

反相与同相输入端有一个从地电平至$V_{in}-3V$的共模范围,允许电流检测放大器用于Boost、Buck、正激及反激设计中。图2-16显示了实现电流检测的三种不同方法。图2-16a中的电阻与电容通常用于降低功率开关管导通时的瞬态程度,在双极型器件或FET开关中,开关管的高压侧(集电或漏极)与电流检测电阻之间存在耦合,耦合至电流检测电阻的瞬态信号会引起输出脉冲的错误终止。另一个电阻与电容限制上升时间并降低瞬态,所以运行是稳定的。如果使用电流检测电阻,Buck变换器要求输入电压至少高于输出3V。在没有足够共模范围或需要隔离(如桥式变换器)的电路中,可以使用隔离电流互感器来驱动限流放大器。由于电流互感器能降低电压及电流检测中的耗散功率,因而将其用于极高电流的应用中具有优势。图2-16c中的二极管是必要的,因而放大器的同相输入至地端不会存在超过一个二极管压降的负电压。



42
~
43

图2-16 实现电流检测的三种不同方法

关机电路、低压关断电路及限流电路能钳位误差放大器的输出电平。通过钳位误差放大器的输出使其低于最大值4.6V,限流端用于限制最大的电感电流,误差放大器的输出钳位至限流设定三极管内一个二极管的压降(基—射极电压),图2-17是限流端的典型连接。电流限制并不直接被限流端的电压所设定,这个电压仅设定电流检测的信号电压以终止脉冲。二极管与比较器反相输入端相连,其正向压降与基-射极电压大约相等,电流设置点为限流电压减去0.5V。下面的等式可用于设定限流点:

$$V_{限流}=R_1/(R_1+R_2)\times V_{REF} \tag{2-5}$$

$$V_{电流检测}=(V_{限流}-0.5)/3 \tag{2-6}$$

$$I_{限流}=V_{电流检测}/R_{检测} \tag{2-7}$$

R_2的第二个功能是给关机锁定提供控制电流。如果期望关机锁定,R_2一定要低于2.5kΩ,来提供至少1.5mA电流锁定关机。关机信号低于350mV时,关机电路将关断PWM电路并锁定芯片至复位状态,直至输入断电后重新送电。选定R_2大于5kΩ,将允许关机电路能够复位PWM电路,并且给限流设置端的电容放电,但当去除关机信号时,将开始一个新的启动时序。

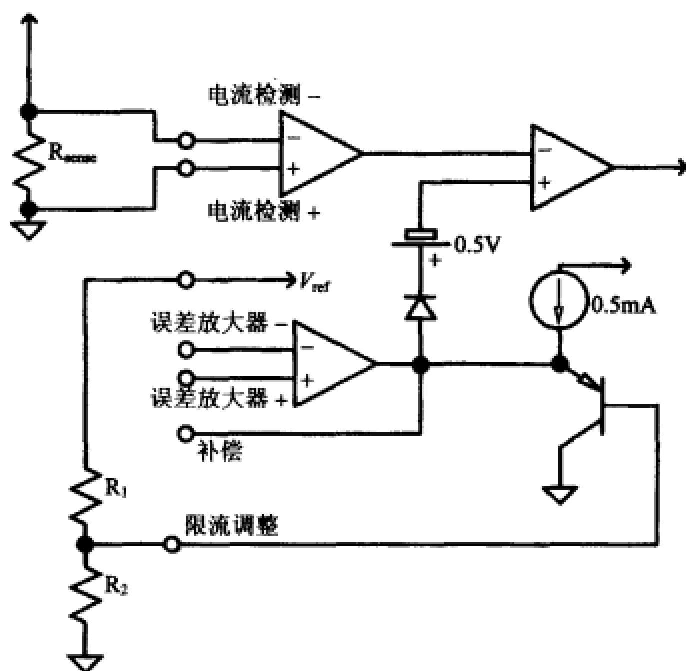


图 2-17　1846 限流端实现过程

这个芯片并不提供软启动功能,但从限流端至地加一个电容可实现软启动,由于限流端设定峰值电流触发点,因而缓慢增大限流端的电压将提供软启动功能。

注意,如果电感电流相当低和误差信号导致了较大的电感电流,那么比较器在一个新的振荡周期到来前可能不能设定触发器,这样将引起占空比超过 100%。提供输出逻辑的信号是振荡脉冲与触发器输出或(OR)的结果,从振荡器过来的窄脉冲确保输出存在一个短的死区时间,其等于定时电容的放电时间。通过改变定时电阻与电容的相关数值,死区时间的长度可以进行相应调节,芯片规格书中给出了设置死区时间的诸模图。

44

1846A 的输出逻辑与图腾柱输出部分相似于 1526A,同样必须注意输出三极管直通期间,需要限制供电端流入集电极的电流,并且使用串联电阻驱动 FET 功率开关管时,也要限制输出电流。

2.8　电荷泵电路

芯片制造商持续改进电荷泵变换器的输出能力,然而开关频率和导通电阻是影响功率损耗的两个因素,并且间接地影响效率和最大输出电流。电荷泵电路具有一个等效串联电阻为:

$$R_{EQ}=1/F_{SWITCH}\,C_{FLYING} \tag{2-8}$$

45

这个等效电阻是开关电容电路的一个特征，但是并不是一个物理意义上的真正电阻，可以通过增加频率或自举电容改进其特性（较低的R_{EQ}），直到其内部的物理电阻达到开关电路的等效电阻，这样才能改进电路的特性。电荷泵芯片通常能够并联以达到更大的输出电流。

图2-18显示了LTC3200的内部电路，这个芯片是一种电压双电荷泵，提供可调节的电压输出。电路内部包含一个2MHz固定频率的振荡器，它使用一个非共通两相时钟驱动开关电路。误差放大器将反馈端的电压与内部1.268V参考电压进行比较。在时钟的第一相期间，误差放大器输出控制流入自举电容的电流大小；在时钟的第二相，飞跨电容与输入电压串联，向负载与输出电容提供电流。

46

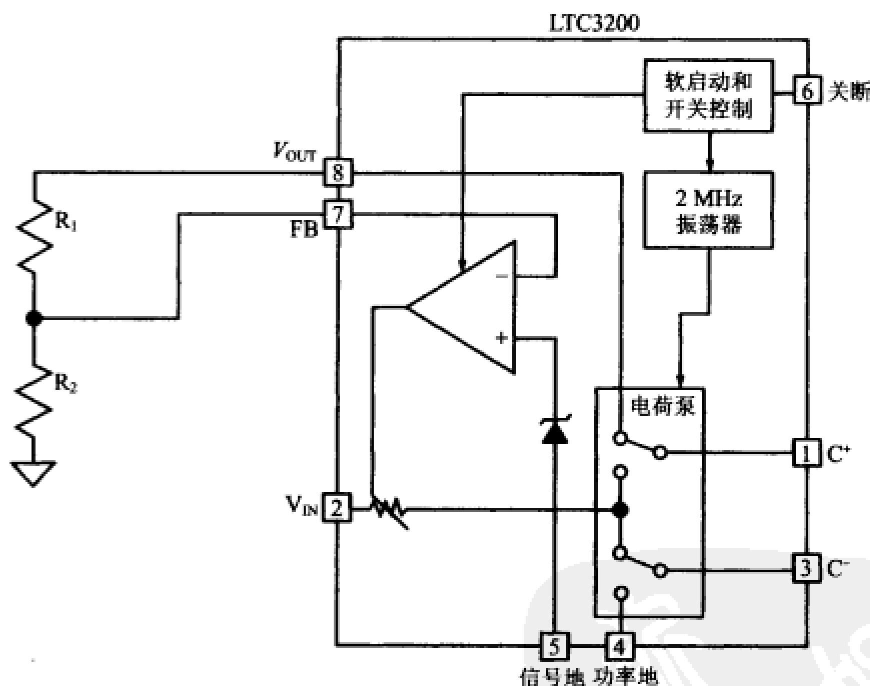


图2-18　LTC3200的内部电路

电荷泵控制器内含软启动与开关控制电路，限制从输入电源抽取的电流。如果芯片温度超过160℃，开关控制电路将关闭系统，大约150℃时重新启动电路；如果发生短路，这个电路也将限制输出电流至225mA。

LTC3200可以产生一个可调节的输出电压，其幅值为1.268～5.5V，电流达到100mA，而输入电压范围为2.7～4.5V，它能提供单个的锂电池单元、三个碱电池单元、三个镍镉电池单元或三个NiMH电池单元。控制电路允许芯片调节输出电压高于或低于输入电压，但是如果输出低于输入电压，效率将会受到影响。输出电压由输出端与反馈端之间的分压器进行设定，其等式为：

$$V_{OUT}=1.268(1+(R_1/R_2)) \quad (2\text{-}9)$$

电阻的范围设定从几千欧至 1MΩ。如果输出电压低于输入电压，需要在输出放置一个 1mA 的负载，以确保极带轻负载时输出电压不会慢慢爬升。

输入、输出与自举电容需为低 ESR 类型，其数值应大于 0.5μF，但是仅 1μF 便能达到稳定的输出电流与较低的纹波。铝电解电容与钽电容的 ESR 较大，因而影响正常工作。陶瓷电容是较好的选择，具有很大的温度系数，这个系数依赖于介质的类型。过温时，X5R 与 X7R 电容的数值变化最小；另一个问题是电容的容量随着施加电压的变化而变化，Z5U 与 Y5V 电容的容量随着施加电压的变化具有明显的变化。输出电容的 ESR 必须要低于 0.3Ω，以使误差放大器保持稳定。如果 ESR 较大，放大器响应不再是单极点的衰减特性，而有可能变得不稳定。

47

LTC3200 使用一个可变电阻调节充电电流，为维持可调节的输出电压，因而内部存在一定数量的功率损耗。LT1516 是另一个电荷泵的例子，使用触发模式以维持一个可调节的 5.0V 输出。这种电路交替使用更高的纹波电压（满载时为 100mV）与一个二阶滤波器，以提高工作效率。

图 2-19 给出了 LT1516 的内部电路，比较器 2 实现输出电压的分压与内部参考的比较，如果电压低于门槛值，电荷泵开关置于启用，电荷从输入传送到输出，直至输入电压上升到高于比较器 2 触发点的上限。触发模式引起输出的低频纹波，其数值等于比较 2 的迟滞。由于电荷泵的开关行为，输出电容充电时输出也将存在高频纹波。

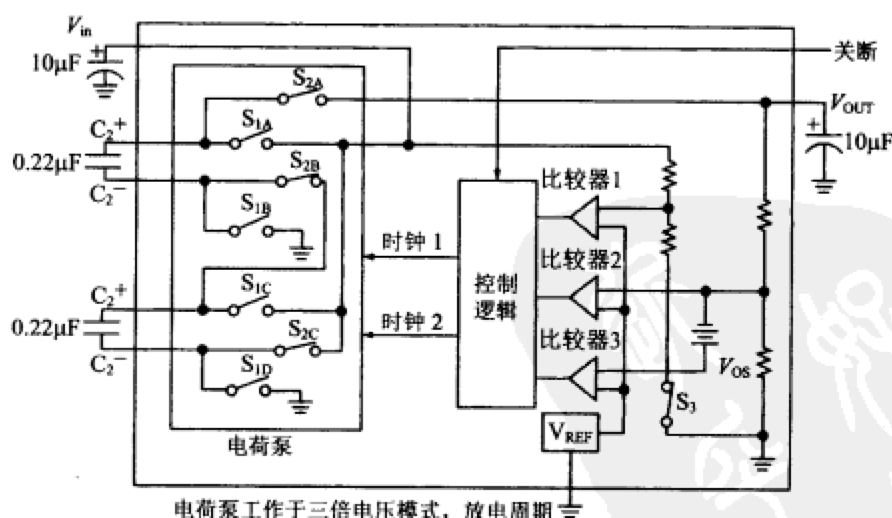


图 2-19 LT1516 的内部电路

LT1516 使用两个自举电容，以实现三倍电压或双倍电压的功能。只要 V_{IN} 低于 2.55V，比较器 1 触发控制逻辑，使芯片工作于三倍电压模式。充电期间，开关使两个电容从输入短接至地端；放电期间，自举电容 1 与自举电容 2 串联后，再与输入电压串联。一旦 V_{IN} 超过 2.55V，芯片转向双倍电压模式，并且仅使用 C_2 作为自举电容。比较器 3 具有 50mV 的偏置电压，这个偏置来源于比较器 2 中的反馈电压。如果电压跌

48

落50mV或更大，比较器3使芯片返回至三倍电压模式，直至电压上升到高于比较器3触发点的上限。

使用LT1516时比较器控制(触发)已取代误差放大器，即使输入与输出电容是钽或铝电解电容，也不会存在控制环的振荡问题。ESR不再是控制环稳定性工作的考虑因素，仅影响纹波电压。将一个低ESR的陶瓷电容(大约1μF)与更高容量的铝电解或钽电容(大约10μF)并联，这将是一个较好的方案，陶瓷电容降低充电触发时产生的600kHz纹波，而铝电解电容则降低控制频率的纹波。

2.9 多相PWM控制器

奔腾级中央处理器对电源的要求大大不同于低功率的传统处理器，奔腾或阿斯龙中央处理器要求较低的电压及几十安的电流，一个典型的奔腾4开关电源必须提供1.4V电压和65A电流。

至目前为止，所提及的控制器均为单相控制器。电流模式控制的调整器能工作在并联状态下，因而可以提供大电流。许多芯片制造商生产出的新型控制芯片，可使多个电源交错并联工作。LT3730是为英特尔笔记本设计的典型Buck控制器芯片，每相能达到600kHz的工作频率，由于每相工作于不同的相位，输出端的纹波频率将达到1.8MHz，每相电感的体积为单相设计的1/3，输出电容的体积也为单相设计的1/3。由于相位的增加，输入与输出电容的纹波电流将下降。当增加额外的相数时，电容的纹波电流继续下降，从而降低损耗，提高电源的工作效率。Boost变换器的多相运行也是可以的。类似地，通过增加有效工作频率，电荷泵控制器的多相运行也能提高效率。

49

2.10 谐振模式控制器

通过适当设计控制与主电路，可以使功率开关零电流或零电压导通或关断，这是改进效率与降低开关器件应力的另一个方式。

谐振模式开关电路使用恒定的导通时间与可变的关断时间(如TL497)，即频率调制输出电流，在这种情况下，可以选定输出滤波电路中的电感和电容，以产生在开关频率的谐振响应。在这种控制器中，可以调节开关频率，功率开关在输出波形的零电压或零电流点导通与关断。UC1860是一个典型的谐振模式开关调整器芯片。

50

相较于普通方波控制，谐振控制器的设计比较困难，因而其应用非常受限。同时，由于MOSFET技术的发展与革新，谐振模式的优势正逐渐丧失。

第 3 章　电源输入级

对于离线式电源的输入级来讲，其复杂性多是安全性和功能要求的结果。本章将首先着眼于基本的交流—直流变换器，然后再来了解功能要求所需的必要辅助电路。

3.1　离线运行

世界各地的电力系统是多种多样的，主要地区的情况如下所示：

地　区	电压(V)	频率(Hz)
美国	117	60
欧洲	240	50
日本	100	60
中东	240	50 或者 60

大体来讲，电网电压将在额定电压的±10%～±15%之间变化。多数商业电源的设计满足日本和美国标准，并且限定电压范围在 90～135V 或者 190～270V，而通用电源必须能够在 90～270V 范围内工作。

图 3-1 所示为 240V 输入全波整流电容稳压电源，图 3-2 所示为 117V 输入全波整流倍压电源，二者都能提供额定值为 340V 的直流输出。图 3-3 所示的电路综合了图 3-1和图3-2的电路，通过切换开关来适应 117V 和 240V 的输入电压，也能够得到额定 340V 的直流输出。由于其固有的电容分压特性，图 3-3 所示电路也可用于半桥电路。上述 3 种电路输出电压的变动范围为 300～410V。

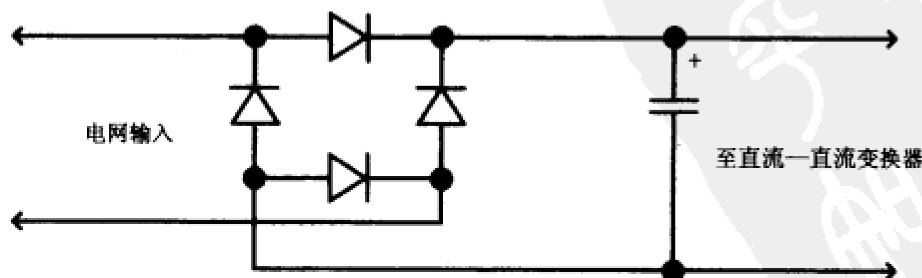


图 3-1　输入连接至 240V 电源的全波桥式电容电路

图 3-1 中的电路能够用于通用的输入电源，不过此时其输出电压不再是恒定的

340V。在这种情况下，此电路的输出电压变化范围为 120～410V，因此这时需要后级54的直流—直流变换器具有更大的调整范围。

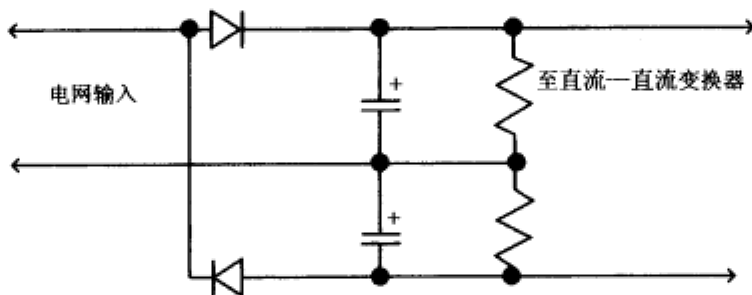


图 3-2　输入连接至 117V 电源的全波倍压电路

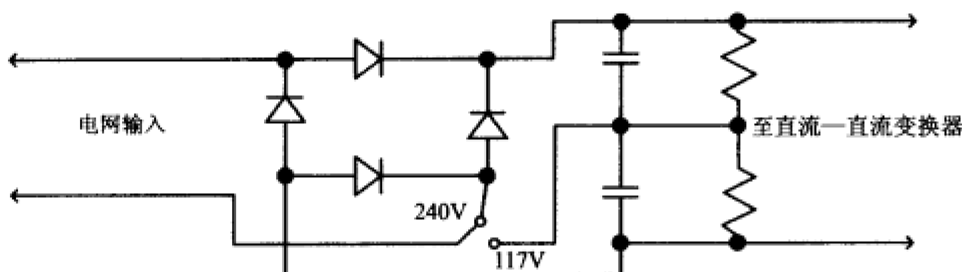


图 3-3　综合图 3-1 和图 3-2 电路并能在 117V 和 240V 之间切换以获得 340V 的直流电源

3.2　射频干扰抑制

输入电源的电压与电流波形如图 3-4 所示。底部是输入电压，中间是输入电压的绝对值和电容上的电压，顶部是输入电流波形。输入电流波形上升和下降的时间都非常短，其实质是窄矩形脉冲。这种波形的谐波含量非常大，可达 5MHz 甚至更高。同时直流—直流变换器中的瞬变开关电流产生的噪声会引入到整流器的输入中，这些瞬变产生开关频率的噪声及谐波，即使小功率的电源也能产生干扰射频和视频传输的明显噪声。20 世纪 80 年代早期，这成为开关电源和计算机的一个严重问题，因此美国联邦通信委员会制定了 47CFR，Part15J 标准，这主要涉及设备输出射频噪声的辐射与传导问题。后来美国联邦通信委员会更改了此标准，使其等效于欧盟的电磁兼容标准，产品设计通过上述二者之一即可。典型的带电磁干扰抑制滤波器的输入电源如图 3-555所示，共模和差模干扰均能被图中的滤波器抑制。其中，差模信号来源于电网与开关电路的直接连接端，而共模信号是由隔离变压器的匝间电容或杂散磁耦合等寄生引起的。图 3-5 中，C_4、L_1、L_2、C_2 和 C_5 用来抑制差模干扰；L_3、C_1 和 C_3 用来抑制共模干扰。

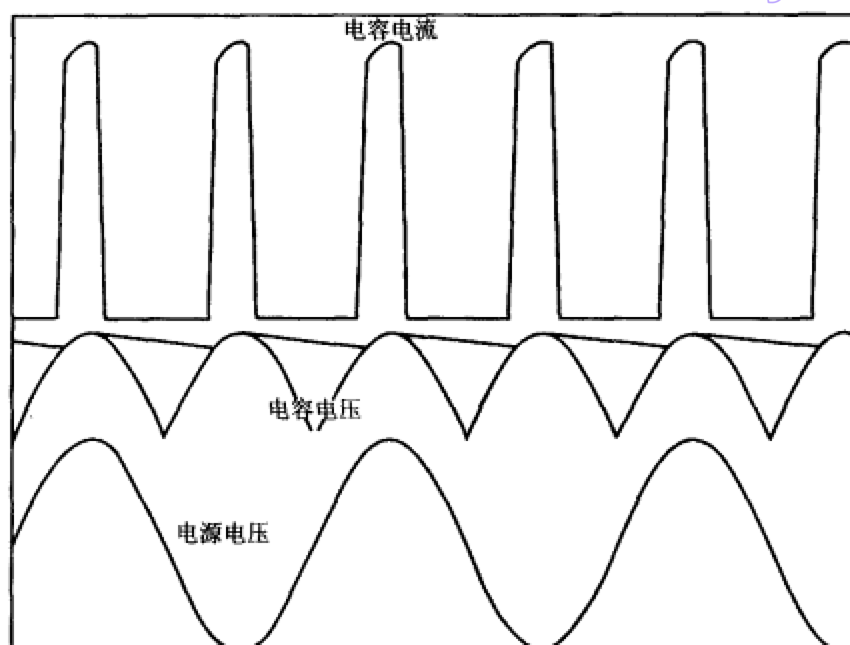


图 3-4 输入电压、电容电流和输入开关电源的电容电压波形

另外，医疗设备和需要接地故障漏电保护的一些设备必须限制流入安全地线的电流大小，这无疑增加了对 EMI 滤波器的要求。对具有一根火线、一根中线和一根安全地线的美国类型电源来讲，接地故障漏电保护器测量的是火线和中线的电流，如果二者的电流不同，那么人可能在火线到地线形成通路，从而发生触电事故，此时接地故障漏电保护器将跳闸来切断电源。接地故障漏电保护器动作的前提是上述二者电流差值超过 1mA；而医用设备要求不超过 100μA，合适的设计能使差值远小于 100μA。

为了抑制共模干扰，在火线、中线与安全地线之间接入电容是通常的做法，但这也给供电电流提供一个漏电流通道，而漏电流会被接地故障漏电保护器检测到，从而当作危险情况处理。因此，接入的电容应该尽可能小，以控制漏电流值。对医用系统来讲，此类电容被限定在 470pF 以内；而对商用系统，在 4700pF 以内都是可以接受的。图3-5所示电路中的 EMI 滤波器为低通滤波器，其截止频率约为 1kHz。

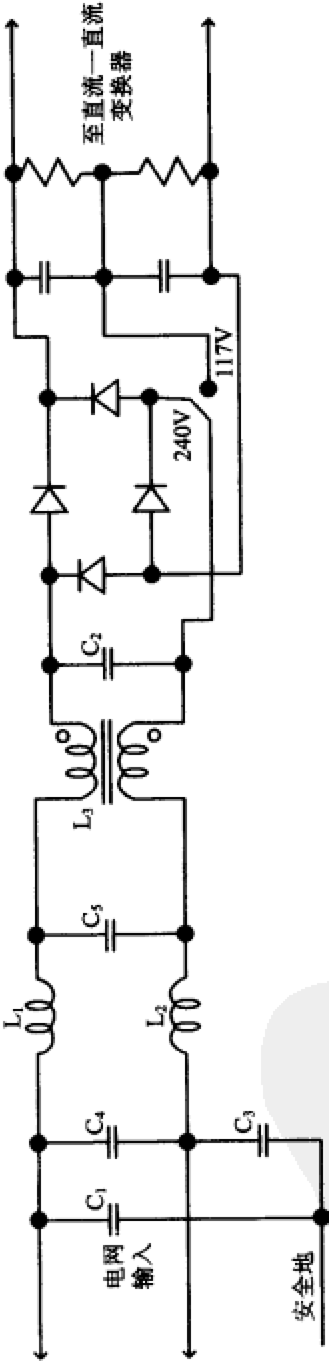


图3-5　带EMI滤波器的输入电路

3.3 安规事项

由于大量瞬态高压源的存在，网侧供电线供给的是标准正弦电压与瞬态高压叠加后的电压。欧洲的电源生产商研究了上述瞬态高压源及其出现的频率后得知：雷电能够产生 6kV、100ns 的瞬态高压；电源网络的故障和靠近电源的装置故障（例如熔断器熔断或者开关闪络）是严重程度仅次于雷电的高压源，它们能够产生 1.2kV、持续 60μs 的高压。在线运行设备中有 80% 的瞬态高压持续时间长达 1μs～10μs 且幅值超过 1.2kV。雷电和电源网络瞬态电压是安规的基本关注对象。

56～57

在美国，EMI 滤波器电容适用的标准为 UL1414、UL1283 和 IEC950[由 Underwrites Laboratories 公司（简称 UL）所采用]。另外，加拿大标准 CSA C22.2 No.1 等效于 UL1414，而 CSA C22.2 No.8 等效于 UL1283。上述标准限定应用于射频、视频和某些电信仪器。与之对应的，欧盟的标准是 EN132400（最初为 IEC 384-14），其要求比北美的标准更加全面和严格，因此按照欧洲标准设计的产品多数情况下能够满足北美标准的要求。

EN132400 规定了在线运行设备中 EMI 滤波器电容的六个级别，但是目前，只有其中的 X_1、X_2、Y_1 和 Y_2 四个级别较为常用。X 类电容用来连接 220V 美国和欧洲系统的火线以及 110V 系统中的火线和中线；Y 类电容则用来连接火线与地线或者中线与地线。Y_2 类电容是 Y 类电容中最常用的类型，多用于诸如计算机电源等系统中；Y_1 类电容由于主要用于连接双重绝缘设备的火线、中线与地线，其要求更为严格。X_1 类电容专门用于诸如建筑物中的大型计算机或镇流器等设备。X_2 类电容是常用的 X 类电容，主要用于有输出插座的设备。

最常见的电容失效模式之一是，在瞬态电压时产生流经电介质的短路电流。不过，镀金属纸电容和镀金属膜电容能够在上述失效模式后自动恢复。失效点流过电容的电流非常高，其原因是短路电流熔化了电镀层，然后将其从电介质中的孔隙中转移。而这些区域跟电容其他部分隔离，在此之后就不会再失效了，因此，电容自恢复后可以继续实现其功能。

58

但是，自恢复过程会遗留一些导电的残余物质，假如此过程过多地发生，那么导电的残余物质会导致过大的电流。如果导电残余物积累过多，那么电容最终将会因为过热与过大的漏电流而失效，更为严重的是过热将会导致设备起火。

自恢复过程中，镀金属纸和镀金属膜电容几乎不会产生阻性残留物质，因为纸和聚合脂电介质中含有最少的游离碳，而游离碳的数量标志着阻性残留的多少。所以，上述材料非常适合做 EMI 滤波电容。

陶瓷电容不具备自恢复能力，所以其必须有足够的电介质浓度来抵御可能的瞬变电流。并且，短路情况下会造成陶瓷电容失效，这就要求陶瓷射频干扰抑制电容有足够大的体积。

依据可能的漏电流，Y 类电容不能超过最大的容量。选择时要有一个额定容量以此保证在环境条件改变时不会产生超过允许的峰值漏电流。影响电容容值的因素有：

过热、老化、电压和电容本身的误差。

X_2 类电容要求能够承受 2.5kV 的瞬间电压，Y_2 类电容要求能够承受 5kV 的瞬间电压。Y 类电容要求能够承受更高的电压，因为漏电流增加导致的失效会提高冲击电势。X 类电容的失效将导致设备故障，但只要不起火就不会增加操作者的风险。所以，易燃性是 X 和 Y 类电容适用性的另外一个测量标准。

安规事项单纯关注故障是否对操作者产生危害，所以 IEEE 的 587 标准增加了额外的要求来保证系统在网侧存在瞬变高压时不会产生故障。因为系统故障很大的来源是雷电引入的瞬变高压，所以 IEEE 587 标准规定以峰值 6kV 的阻尼正弦曲线作为检测标准。

59

3.4　功率因数校正

功率因数的定义是系统的有功功率与视在功率的比值。设备的功率因数为 1 时，输入电流是与输入电压为同频率同相位的正弦波。在这种情况下，视在功率同有功功率是一致的。假如，电流跟电压不同相，那么视在功率比消耗的有功功率高。对于诸如电阻加热器、电机等线性负载，假如电流电压的相位差为 Φ，那么功率因数可以由 $\cos\Phi$ 计算得知。例如，相位差为零，则功率因数为 1；相位差为 45°，功率因数为 0.707；相位差为 90°，功率因数则为 0。对于诸如电源等的非线性负载，此时的电流波形是非正弦的，所以需要更复杂的测量技术来获得功率因数。

对供电局来讲，零功率因数会造成严重的后果。此时，实际消耗的功率为零，电网提供的电流仍等同于流过设备的电流值，电网传输损耗的能量可以用 I^2R 计算。这样，电能在传输过程中消耗了能量，而实际上并没有有用的实际功率输出。全球的电能都是利用相差 120°的三相线传输的，这样由图 3-4 所示的窄矩形脉冲引起的 3 次谐波在三相系统中特别严重，它们都将流入中线中。这时，其他方面都满足要求的中线很可能因为 3 次谐波过大而导致尺寸不够。欧盟已经通过 IEC 555、EN61000-3-2 等标准，大多数系统需加入功率因数校正才能通过上述标准。上述标准实际上限制了各类电源系统中的谐波量，而功率因数校正则是满足这些要求的有效手段。

可以通过有源或无源的方式来提高功率因数，图 3-6 给出了两种提高功率因数的无源式电路。对开关电源来讲，最简易的方法是加入一个扼流圈滤波器而不是后来的电容滤波器。在这种方式下电网输入电流相对输入电压仍然呈现脉冲状，不过其上升和下降的时间比原来的长很多，同时扼流圈的导通时间也会延长，此时的电流波形基本可以看作是正弦脉冲了。这样，增加上升和下降时间后，高次谐波总量就会减少。通过设定 EMI 低通滤波器的截止频率，可以获得更高的功率因数：实际的截止频率越低，谐波将越小。上述手段需要多种电容电感结合来实现。无源方式的扼流圈滤波器和电网滤波器由于工作在 100Hz 频率下，其电感的体积相当庞大，这对电源的体积要求是很成问题的。扼流圈滤波器的另外一个问题是只有电流连续时它才起作用。

60

典型的有源式功率因数校正电路如图 3-7 所示。此电路利用一个工作在高频(典

型值为 100kHz)状态下的 Boost 变换器,并且装有 EMC 滤波器来减少在 100kHz 开关频率下反馈给电网的谐波。功率因数校正(PFC)控制芯片调整输入电流值使其保持为输入电压的常量,使 Boost 变换器从输入端看进去近似为一个纯阻性负载。另外,Boost 的输出电压必须高于峰值输入电压以保证电感总是把能量传输到输出电容中。相对单纯的 Boost 变换器,Boost 型功率因数校正器的控制电路要复杂得多。单纯的 Boost 变换器只需调整占空比从输入电压产生正确的输出电压。PFC 电路在每个采样周期都调整占空比使输入电流和电压同步,PFC 电路的输出电压并不需要进行调整,输出电压的调整由 PWM 直流—直流变换器实现。实际上,PFC 电路的电压预调整功能是使 PWM 部分的调整更加方便。 61

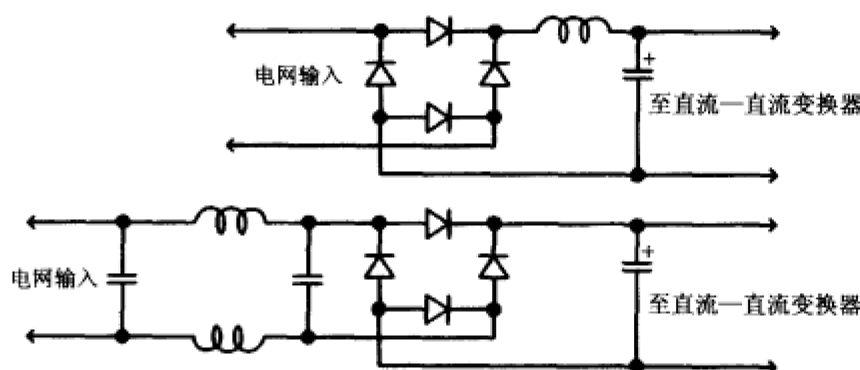


图 3-6 应用无源电路提高功率因数的方法

有源 PFC/PWM 电路包含两级串联变换器,因此设计过程有很多问题需要注意。有的芯片制造商推出了将 PFC 和 PWM 结合在一起的芯片以消除 PFC 电路的缺陷,从而大大方便了设计者。有源 PFC 电路的另一个优点是,工频谐波被功率因数校正降到最小,因而 EMI 滤波器只需要减小开关频率及其谐波就行了。

图 3-8 所示为 LT1248PFC 控制芯片的内部框图及其构成 PFC 电路的外接电路,大部分电路类似于标准电压模式 Boost PWM 变换器,包含参考电压、软启动、欠压锁定,还有一个振荡器产生锯齿波,用于和控制信号相比较来调整占空比。尽管如此,产生控制信号的电路还是跟传统的很不相同。

PWM 控制电路检测输入母线电压、输入母线电流和输出电压,以设定占空比。控制环的第一部分是一个带有补偿功能的标准 PWM 误差放大器,用于检测输出电压。误差放大器的输出转化为电流输入到电压乘法器。输入母线电压转化为正比于输入电压的电流作为乘法器的另一个输入。乘法器的输出作为电流放大器的反相输入。电流放大器检测电流采样电阻上的电压,乘法器的输出电流和采样电流一起用以调整控制电压。电流放大器的输出送至芯片对放大器进行补偿,这个补偿使得电流放大器能够对倍频(全波整流)进行调整而不仅仅是开关频率。该乘法器以误差放大器输入的平方作为调整对象。误差放大器信号反映了输出负载的变化,负载减轻时,电流采样电阻上的信号将会降低。乘法器的这种功能有助于保持电流环的增益,从而提高了稳定性。 62~63

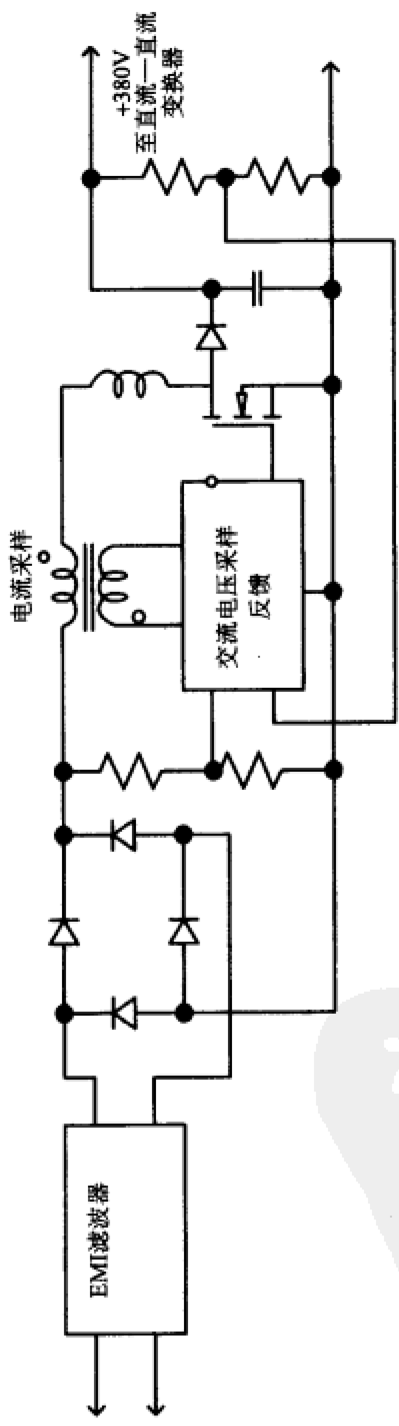


图3-7　应用高频Boost变换器的有源式功率因数校正

所有的 PFC 控制器都需要对输出进行过压保护。控制环最主要的功能是使线电流跟随线电压，因此瞬态响应比较慢。如果负载电流降低太快而且降低幅度较大，Boost 电感中的电流就会引起输出电压飘升，因为电感不能将其上的能量传输给负载，此时过压保护电路应立刻关断开关管。

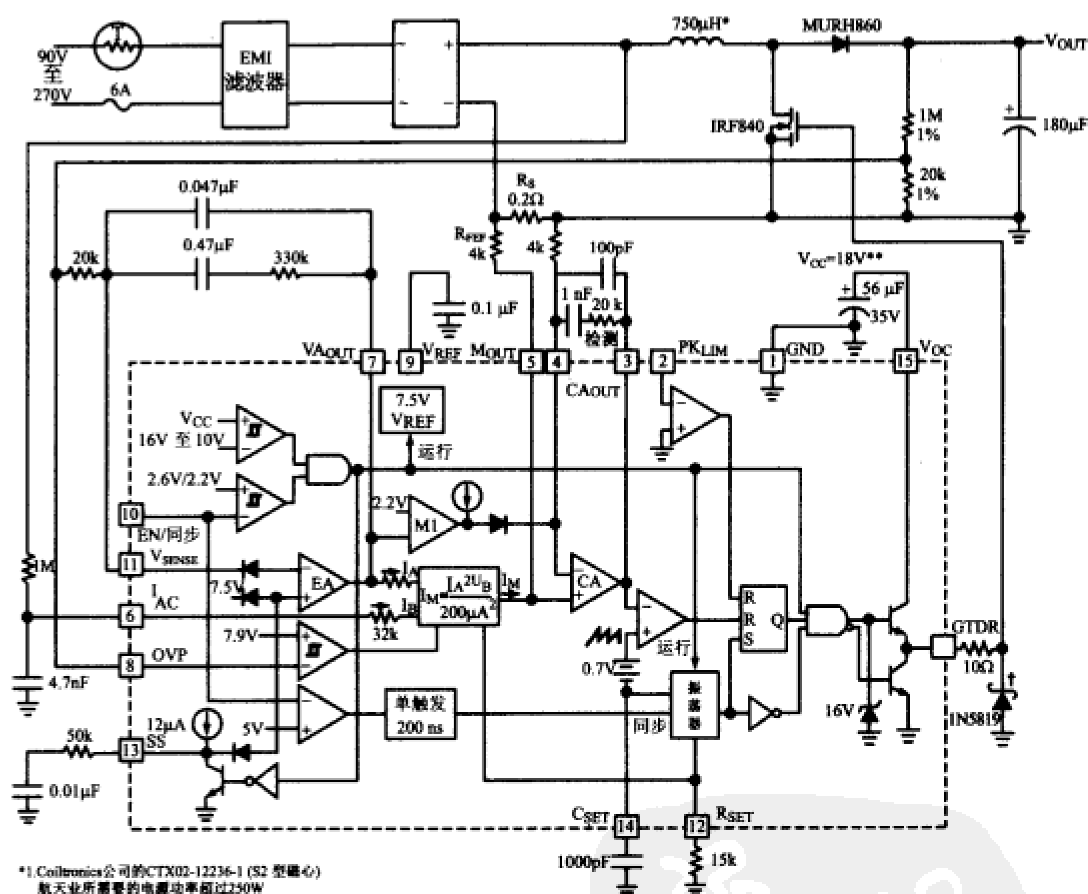


图 3-8 功率因数校正(PFC)控制器 LT1248 内部电路

3.5 浪涌电流

功率开关管可以在输入交流电压的任意时刻传输能量给输入滤波器。电路刚刚导通时储能电容相当于短路，如果功率开关管在输入电压峰值处导通，就会产生一个很大的电流，该电流由 EMI 滤波器的电阻和其他整流器之前的电阻所限制，该浪涌电流可能是额定情况下系统峰值电流的 20～1000 倍，可能对储能电容、整流器和功率开关管造成破坏性影响。图 3-9 所示为在储能电容的初始充电状态增加串联电阻的三种

方法。三端可控硅器件和晶体管适用于大功率电源，由其引起的成本升高只是总成本的一小部分。三端可控硅器件不适用于 PFC 输入的场合，原因是它将引起更高的谐波。具有负温度系数的热敏电阻是一个比较合理的选择，因而被大多数设计者采用。针对浪涌电流问题，生产商生产了专用的负温度系数热敏电阻，其电阻率从室温到工作温度都比较高。若在很短时间内功率突增到额定的几倍，则负温度系数的热敏电阻并不提供保护，为了提供有效保护，热敏电阻必须在工作周期之间迅速冷却。

64

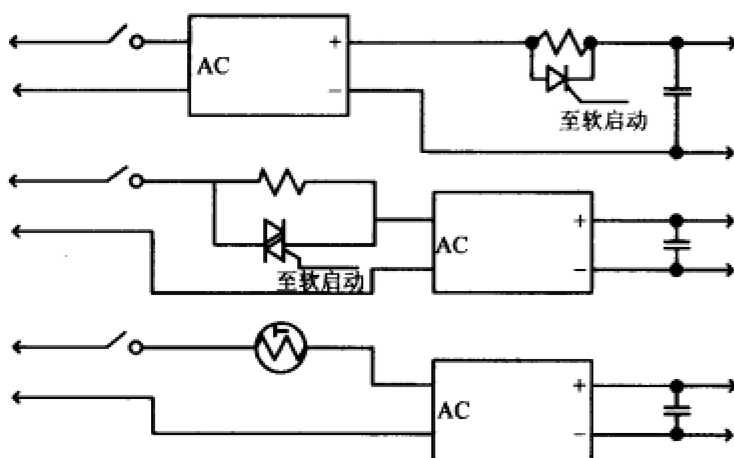


图 3-9　储能电容的初始充电时向系统增加串联电阻的三种方法

3.6　保持时间

如上所述，功率母线并不总是提供无杂波、恒定的正弦电压。通常，功率母线会消失一个或多个周期。很多系统，比如大型计算机系统，都不允许这样的情况存在。为这些系统供电的开关电源需要很大的储能电容，并且能够在缺失的几个周期内正常工作。在周期缺失时，可以采用两种方法为负载提供能量。(1)增加每个输出的储存能量，可以通过采用大输出电容实现。(2)增加输入电源的储存能量。

65～66

通常并不采用增加输出电容的方法。首先，在多路输出电源中，每个输出电容都必须增大。储存在电容中的能量为 $\frac{1}{2}CV^2$，所以输入侧电压为 340V 时所需电容值要比输入为 5V 或者 12V 时小得多。输出电容的增大也会引起瞬态响应变慢。从以上分析可以看出，当母线电压为 117V，持续时间要求较长时，倍压电源相比较全波桥式电路是一个很好的选择。对于相同的电容，倍压电源的储存能量增至原来的 4 倍。

67

图 3-10 所示为周期缺失时，采用普通电容的输入滤波器会引起的问题。输入电压峰值时，电容充电时间仅为半周期的 20%。如果母线电压在电容开始充电之前发生周期缺失，如图 3-10 所示，以掉电作为最差情况分析，必须增加半个周期的时间间隔。对于工作频率为 50Hz 的场合，持续时间必须增加 8ms。电容输入滤波器的另一个问题

是周期缺失时的母线电压。如果周期缺失发生在电力减弱时(雷电天气中经常发生),储存在电容中的能量为最低。最小电容值的计算必须包括低压情况。

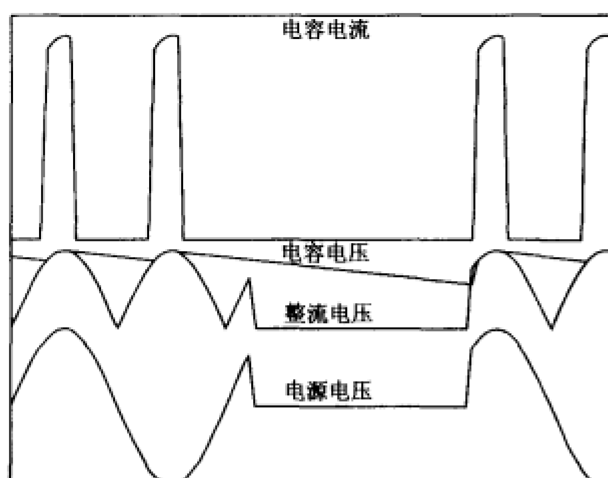


图 3-10 失去输入信号时最坏情况下的电容电压、电容电流、输入电压和整流电压

这里提供一种输入储能最小电容值的计算方法:

(1) 计算出没有输入功率时电源必需的工作时间。也就是半周期的数目和电网频率的乘积,再加上 80%的半周期时间。

(2) 计算出输入功率缺失时需要传输的能量。也就是最大输出功率(W)和时间(s)的乘积再除以电源效率,由此得出所需能量(J)。

(3) 计算断电时的峰值电压。

(4) 决定周期缺失时直流—直流变换器提供最大功率所需的最小电压。

(5) 用下式计算出所需电容(F):

$$C\times V_{峰值}^{2}=Q_{保持}+C\times V_{最小}^{2} \tag{3-1}$$

例如,如果电源输入为交流 240V,频率为 60Hz,输出功率为 150W,效率为 78%,直流—直流变换器至少需要 250V 的直流电压以保证正常工作。希望该电源在缺失一个完整周期时可以正常工作,保持时间为 16.7ms 加上 80%的半周期时间,总计 23.3ms,所需能量为 4.48J,断电时峰值线电压为 240×1.414×0.85=288V。由式(3-1)可得:

$$C\times 288^{2}=4.48+C\times 250^{2} \tag{3-2}$$

由式(3-2)可得:

$$82944C-62500C=4.48 \tag{3-3}$$

$$C=4.48/20444=220\mu F \tag{3-4}$$

有源功率因数校正的另一个好处是持续时间较长。有源功率因数校正可以使输出电压相对比较稳定,因此持续时间不再取决于母线电压的缺失时刻。能量损失只是发生在功率完全缺失的情况下。因此无论母线电压如何变化,输出电压都能保持稳

定。有源功率因数校正的持续时间与母线电压无关。

3.7　输入整流

线性电源采用铁心变压器实现主电路和母线之间的隔离及改变输出电压至所需值，变压器避免了很多由于母线情况变化引起的负面效应。这种传输模式取决于绕组之间的容性耦合，同时减小了整流器承受的应力。

离线式电源中的整流器直接和母线相连接，因此可以承受很大的电压脉冲和浪涌电流。为了保护输入整流器，输入母线需要增加瞬态保护元件。目前有两种元件适用于瞬态保护：齐纳二极管和金属氧化物变阻器。齐纳二极管可采用背对背接法，但是耐高压齐纳二极管价格比较昂贵。Vishay 半导体公司推出了一系列专用于瞬态抑制的 TransZorb 齐纳二极管。金属氧化物变阻器(MOV)具有雪崩特性，在雪崩电压之前具有很高的阻值，到达雪崩电压时，电阻器短路，吸收瞬态能量。当电压降至低于雪崩电压时，又恢复电阻特性。金属氧化物变阻器的额定电压必须远高于最高母线电压。如果输入电压高于雪崩电压，金属氧化物变阻器将会钳位并失效。金属氧化物变阻器的失效是个小问题，如果金属氧化物变阻器的失效是由于输入电压引起的话，很可能会引起爆炸，因此保护电路是必要的。尽管金属氧化物变阻器和齐纳二极管可以限制峰值电压和瞬态变量，最好选择 1000V PRV 二极管以实现足够的浪涌电压保护。

69

输入二极管只是在总输入电压的一小段时间内导通，整流器电流可能是母线电流有效值的 10～20 倍。储能电容体积的大小直接影响电流峰值和平均值的比值，而为获得较长的保持时间采用较大的电容会引起该比值的增大，这将要求整流管具有更高的额定平均电流等级。根据经验，通常的做法是限定电流峰值与平均值的比值，最大值不能超过 20。

选择足够大功率的整流器也很必要。Motorola 公司生产的 MDA970A6 桥式整流器，其平均电流额定值为 4.0A(20℃ 时)，但是在 80℃ 会降至 2.0A。功率损耗和热电阻必须综合考虑来估计结点温度。通常二极管的导通压降为 0.7V，二极管压降与其电流成指数关系。对于硅二极管，电流为 10A 时，压降略高于 1V。这些值通常都在数据表中给出，可以根据平均电流估算功率损耗。

3.8　输入储能电容特性

在体积接受范围内，铝电解电容是唯一能够提供足够高的耐压值和电容值的元件。耐压值为 400～450V 的电容对于 240V 的工作场合已经足够。对于母线电压为 117V 的倍压器，两个耐压值为 200～250V 的电容比较合适，这样的系统要求较大的分压电阻，使电压在两电容上平均分配。如果没有分压电阻，两电容上的电压会有较大差异，从而引起电容的过压击穿。为保证足够的裕量，选择耐压值为 300V 或者更高的

电容比较合适。

电容电流为交流，且在充放电期间均为正值。初步估计，交流电流的有效值等于向直流—直流变换器提供的直流电流。由于电容等效串联电阻引起功率损耗，该交流电流将会导致电容升温。并不是所有的电解电容都能承受较高的交流电流，因而选择适合工作在大纹波电流场合的电容比较重要。第6章详细阐述了电解电容的参数问题。

70～71

第4章　非隔离电路

本章将详细介绍非隔离型变换器的设计，其应用于电网输入系统的远端电压调节和电池系统的电源管理部分。可以在商业期刊中看到，每周都至少有一种适合于非隔离型电路的新装置或新器件出现。过去的5年中，这类变换器得到了迅速的发展，而且发展速度没有减缓的迹象。其趋势是向体积更小、效率更高和更专业的控制器发展。本章将给出电路的通用设计方法，作为专业设计的一部分。

工程师常常喜欢创造新的术语和缩略语，远端调节的相应新术语是负载点(POL)，负载点调整器通常是非隔离电路。

本章所有的设计都采用电流模式PWM控制，因为该控制方法自身具有环路稳定和电流型控制的优点。但是，电流模式控制的一个问题是，当占空比大于50%时，会产生次谐波振荡。传统的控制芯片需要外部电路提供斜坡补偿，来消除次谐波振荡。本章中介绍的现代控制芯片内部都包含了斜坡补偿电路，因此，可以减少这部分电路的设计工作量。

4.1　通用设计方法

72～75

电源设计中有许多不同的设计变量，因此，每一次设计都和上一次设计不同。以下的设计顺序将帮助初学者掌握初始的设计框架。一个完整的设计过程常常要在以下的几步之中反复进行。

(1) 根据输入电压范围和输出电压选择一种变换器电路。输入电压高于输出时，需要Buck变换器；输出电压高于输入时，需要Boost变换器。

(2) 根据输出功率、物理尺寸选择一种控制芯片。这常常是令人烦扰的事情，因为有很多的供应商提供各式各样的控制芯片。电路的复杂性常常是由输出功率决定。提供的功率越大，电路的体积就越大并且结构越复杂。在这一步中，功率的大小通常情况下会影响到开关频率的选择。这里，常常考虑用二极管或者同步整流。

(3) 根据输出电压纹波的需要，选择电感电流纹波。由于电容ESR和纹波电流之间的相互影响，输出电流纹波的大小会影响到输入和输出电容的选择。

(4) 根据电流纹波和平均电流计算电感的大小。

(5) 根据控制芯片的规格书计算需要的电流采样电阻。

(6) 依据电感电流选择开关管和二极管。

(7) 根据电流纹波和电压纹波计算输入和输出电容的大小。

(8) 初步设计环路补偿电路。

(9) 如果需要的话,选择软启动元件。

4.2 Buck 变换器设计

LT1765 是一种电流模式 PWM 控制芯片,芯片内部集成了 NPN 晶体管开关,电流采样电阻和斜坡补偿电路。开关频率固定为 1.25MHz。采用 LT1765 芯片控制的典型 Buck 变换器如图 4-1 所示。该芯片具有 SO8 和 16 脚的 TSSOP 两种封装。为了散热,SO8 封装采用整个金属部分连接到地脚的方式。而在 TSSOP 封装的底部集成了散热衬底,用来导热到地平面,这种器件可以用在小体积设计和低成本的场合。

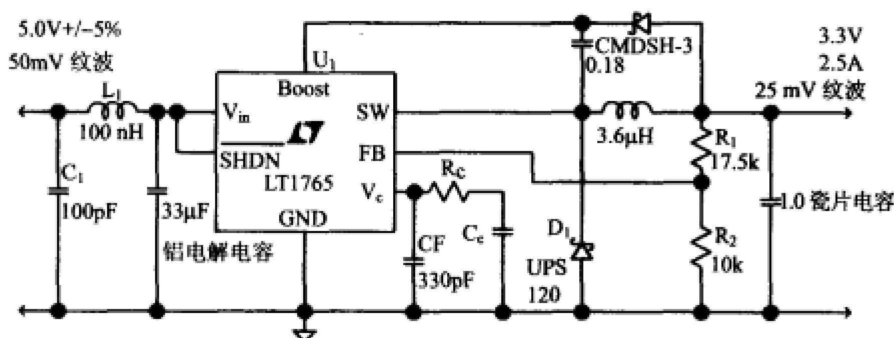


图 4-1 采用 LT1765 的典型 Buck 变换器

所有采用 NPN 晶体管或 N 沟道 MOS 开关管的 Buck 变换器都需要高于输入电压的驱动电压,使开关管充分导通。双极型开关管只需要控制电压比输入电压高 0.7V, NMOS 开关管的控制电压比双极型开关管的控制电压高。如果选择的是 NMOS 开关管,Buck 变换器的最佳选择是只需要比输入电压高 2V 的逻辑电平开关(详细的开关参数参考第 7 章)。 76

图 4-1 给出了一种利用电荷泵提供开关管控制电压的典型电路。该方法可以应用在采用双极型管和 NMOS 管的设计中。当开关导通时,升压电容上的电压将添加到开关电压上,使得开关管饱和;当开关关断时,升压电容将连接到输出端,并且充电到输出电压减去来自两个二极管 D_1 和 D_2 的压降(大约比输出电压低 1V)。二极管压降和内部电源电路的压降限制了最大效率时输出电压为 3.3V。如果需要更低的输出电压,那么开关将不再饱和,功率损耗将会大大地增加。LT1765 在大部分应用中,可采用 0.18μF 的升压电容。这个电容值是在 700ns 导通时间(87%占空比)、90mA 升压电流和 0.7V 升压纹波的条件下计算出来的。需要一个 ESR 小于 1Ω 的陶瓷电容,让升压电容在最短的关断时间内充分充电。

电源上电时,电路可以检测升压电压的大小。当电路启动时,输出电压和 Switch

77 引脚上的电压将为零。控制电路将开关管导通，由于 V_{BE} 的存在，Switch 引脚的电压将为 0.6V，低于输入电压。开关管不会饱和，但是，它开始提供电感电流并给输出电容充电。输出电压升高到 1.0V 时，如果此时开关关断，升压二极管将导通，开始给升压电容充电。由于升压电压增加，此时开关管的损耗会大大减少。

电流模式 PWM 控制器可以用在 Buck 变换器中，提供内部的输出电流限制，输出电流将被限制在峰值电感电流。对于具有过流关断引脚的 PWM 芯片，可以利用外部电路检测一个误差信号来关闭电源。

电感的大小决定了电流纹波的大小。可以利用电感和占空比方程来确定电感和电流纹波之间的关系。

第 1 章的式(1-6)给出了利用电压定义的占空比：

$$V_O = V_{IN} \times DC,\text{或 } DC = V_O / V_{IN}$$

第 1 章式(1-1)给出了利用电感和电流变化定义的电感电压：

$$V = L \times (\Delta I / \Delta t)$$

电流从最小到最大的全部时间为：

$$\Delta t = T \times DC,\text{或 } \Delta t = (1/f) \times DC \text{ 或 } \Delta t = (1/f) \times (V_O / V_{IN})$$

其中 T 为开关频率 f 的周期。

整理电感方程，得：

$$L = V(\Delta t / \Delta I),\text{或 } L = (V_{IN} - V_O) \times (\Delta t / \Delta I),\text{或} \quad (4\text{-}1)$$
$$L = (V_{IN} - V_O) \times (V_O / (\Delta I \times f \times V_{IN}))$$

影响设计的一个参数是输入电压的范围。纹波电流在输入电压最高时最大，作为经验值，最高输入电压时，可以设置纹波电流为 10% 的最大输出电流。不需要控制最大开关电流，因为该电流由芯片电路设置为 3A。因此，最大允许输出电流为 3A－

78 $\Delta I/2 - 70$mA(升压电流)。

采用经验值，设置纹波电流为 250mA。把所有的值代入式(4-1)，有：

$$L = (5.0 - 3.3) \times (3.3 / (0.25 \times 1.25 \times 10^6 \times 5.0) = 3.6\mu H$$

瞬态响应和电流纹波有关。负载变化时，较大的电流纹波将得到快的响应速度。然而，大电流纹波伴随输出电容的 ESR 将会增加输出电压纹波。图 4-2a 给出了输出电容无限大时，输出的等效交流电路。如果(10×ESR)比 R_L 的值小，可作出简化的假设：所有的纹波电流只流过电容的 ESR。如图 4-2b 所示，如果认为电容支路由 ESR 和容抗串联组成，那么可以利用这个阻抗来设置输出纹波电压。

纹波电压常常作为一个设计参数来设定，因此，用它来选择电容的大小和电容的 ESR。

峰峰值纹波电压为：

$$\Delta V = \Delta I \times (ESR + X_C)$$

把上面的公式代入，并整理得：

79

$$ESR + X_C = \Delta V \times (L \times f \times V_{IN}) / (V_O \times (V_{IN} - V_O))$$

根据经验值，可以分配 2/3 的总阻抗给电容的 ESR，其余的 1/3 给电容。可以利用

容抗的公式来决定电容的大小：

$$C=1/(2\times\pi\times f\times X_C)$$

这个值比需要的值稍微偏大，因为纹波是三角波而不是正弦波，并且高次谐波将会在较大的范围内衰减。分配 1/3 的阻抗给电容的结果是，随着 ESR 的减少，可使用小的电容值。可能需要的电容具有比实际更大的 ESR，尤其是铝电解电容。在这种情况下，要么增加电容值，要么分配更多的纹波电流给电容的 ESR。为了获得合理的瞬态响应，纹波电压和环路稳定性，需要经过多次迭代计算来得到满足所有标准的设计参数。图 4-1 的设计标准为 25mV 的纹波。使用上面的公式，有：

$$ESR+X_C=0.025\text{V}\times(3.6\mu\text{H}\times1.25\text{MHz}\times5.0\text{V})/(3.3\times(5.0-3.3))=0.100\Omega$$

可以选择具有 0.07ΩESR 和 0.03Ω 容抗的电容。此时的电容计算为 4.3μF，多层陶瓷电容是合适的选择。因为陶瓷电容基本上没有 ESR，在 1.4μF 和 4.3μF 之间的电容，将满足输出纹波的需要。

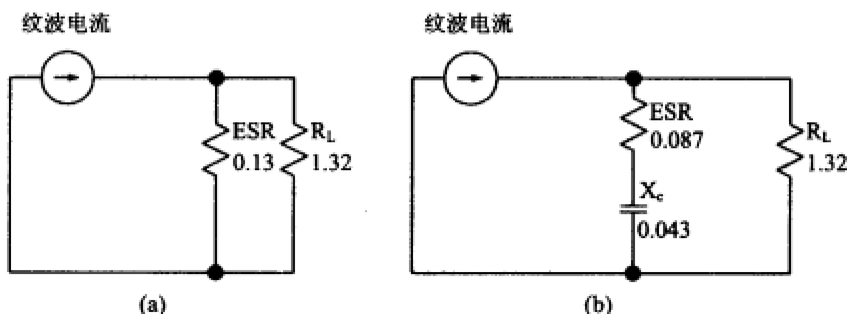


图 4-2 (a)输出电容无限大时的输出等效交流电路
(b)ESR 和容抗串联的等效交流电路

从输入电源的角度来说 Buck 变换器有两个问题需要考虑。一个问题是，其输入电流是一个峰值等于输出电流的方波。开关管关断时电流为零，这个非常大的方波反射回输入电源。图 4-1 中的 L_1、C_1 和 33μF 电容提供滤波，用来实现输入电流的均流。另一个问题是，33μF 电容和杂散电感，在快速上升和下降电流的激励下，表现为高频谐振电路。这样可能会在开关频率的谐波附近产生 EMI 问题。详细的设计可以参考本章后面关于布线考虑的部分。

80

输入电容纹波电流的有效值由下面的公式决定：

$$I_{RMS}=I_{OUT}(DC-DC^2)^{1/2} \tag{4-2}$$

选择满足纹波电流的电容是很重要的。输入电流纹波的有效值为 1.2A。选择 50mV 的输入纹波电压裕量，那么电容的阻抗必须为 0.04Ω 或者更低。Kemet 的 33μF 有机铝电解电容的 ESR 为 0.028Ω，在 2.1A 的纹波电流时为 8WV 或 10WV。

L_1 和 C_1 是输入滤波元件，可以改善电源的 EMI 特性。输入滤波元件对环路稳定性具有相反的影响。在低频段，Buck 变换器具有负阻抗特性。当输入电压下降时，通过使输入电流上升来维持输出电压。如果输入滤波器有高的 Q 值，Buck 变换器的负

阻抗和输入滤波器结合可能会产生正弦波振荡器，这是一个必须仔细选择的地方，滤波器的衰减特性必须和稳定性相平衡。低的谐振频率可以增加衰减，但是会导致环路的不稳定。为了得到稳定的电源，在实验室中这一步需要反复设计。

规格书中提供了设计补偿反馈回路的方法。开始时，可以选择 C_C 为 330pF，R_C 和 C_F 为 0。如果设计这个电路，由于元件的二次效应和布线的影响，需要在实验室中调整这三个元件的参数值，可采用在第 1 章中介绍的补偿方法来调整。

规格书中同样给出了选择 R_1 和 R_2 的方法。Linear Technology 公司建议 R_2 选择 10k，以减少由反馈脚偏置电流产生的偏置电压。R_1 的选择公式为：

$$R_1=\frac{R_2\times(V_{OUT}-1.2)}{1.2-(R_2\times 0.25\mu A)}=17.5k$$

图 4-3 是规格书上的一个电路，该电路通过外部元件连接到补偿脚，提供软启动功能。该电路可用在没有提供内部软启动电路的电流模式 PWM 控制器上，软启动通过限制补偿脚的电压上升速度来实现，该电路实际上在补偿电容上添加了软启动电容（C_{SS}），用来产生过阻尼响应。输出接近最终值时，外部阻尼逐渐减少，因此只有 330pF 电容控制补偿电路。

81

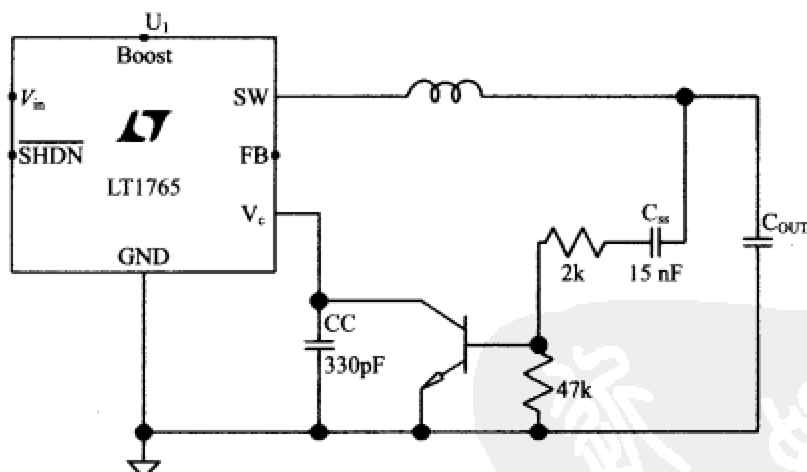


图 4-3　用外部元件连接到补偿脚的软启动电路

图 4-1 的二极管在 3A 电流时有 0.4V 的正向压降。在这点上，前面的方程都作了简化的假设：二极管的正向压降很小，可以忽略。在图 4-1 的情况下，这样做是不正确的。只要输入电压恒定，产生的误差就不会影响最终的结果，电路仍然可以正常工作。但是，若输入电压为宽范围输入，那么，要维持电路的正常工作就要考虑更多的问题。当 V_O 可以看作电感两端的电压时，为了得到正确的结果，在每个方程中还需考虑二极管的压降

那么，占空比为：

$$DC=(V_O+V_D)/V_{IN}$$

82

因此，$DC=(3.3+0.4)/5.0=0.74$ 而不是 0.66。

占空比的改变会影响到电压纹波，电流纹波和电感的大小。式(4-3)给出更准确的计算电感值的公式：

$$L=(V_{IN}-V_O)\times(V_O+V_D)/(\Delta I\times f\times V_{IN}) \quad (4\text{-}3)$$

对于图 4-1，由于占空比的改变，电感从 3.6μH 变到 4.0μH。

二极管的平均输出电流为：

$$I_{AVG}=I_{OUT}\times(1-DC)$$

图 4-1 中，二极管在满载时的功率损耗为(2.5×(1−0.74)×0.4)=0.26W。同样需要考虑芯片中开关管的损耗。最坏情况下，饱和压降为 0.43V。开关管的平均电流为：

$$I_{AVG}=I_{OUT}\times DC$$

图 4-1 中，开关管的功率为：(2.5×0.74×0.43)=0.80W。由于开关管波形的斜率，实际的开关管功率损耗要稍大。规格书上给出了功率损耗值为：

$$17\text{ns}\times I_{OUT}\times V_{IN}\times f$$

由该公式得到总开关损耗为：0.80W+0.27W=1.1W。升压电路同样具有功率损耗。规格书中给出了计算升压电路损耗的公式：

$$P_{Boost}=(V_O{}^2\times(I_{OUT}/50)/V_{IN})=0.1\text{W}$$

在开关管导通时，升压电路有 70mA 电流流过，因此功率损耗为(0.07×0.74)×0.3V=0.01W。这个功率可以忽略。

最坏情况下总的功率损耗为 1.46W。所以，该电路的效率为 86%。

如果重新分析输入电压为 12V 的情况，可以发现输出二极管功率将占到总功率损耗的一大部分。

$$DC=(3.3+0.4)/12=0.31$$

$$P_{SWITCH}=(2.5\times0.31\times0.43)+(17\text{ns}\times2.5\times12\times1.25\text{MHz})=0.97\text{W}$$

$$P_{BOOST}=(V_O{}^2\times(I_{OUT}/50)/V_{IN})=0.05\text{W}$$

$$P_{DIODE}=(2.5\times(1-0.31)\times0.4)=0.69\text{W}$$

83

在最坏情况下总的功率损耗为 1.71W。占空比变短，所以总的开关管损耗减少，从而总的效率只降到 84%。两个效率数字都是在最坏情况下得到的，如果芯片工作在规格书列出的典型特性曲线下效率会更好。同样，在额定输出功率下，双极型晶体管的饱和电压随温度增加而减少。

对于离线式电源供电的系统，比如说笔记本电脑和消费性娱乐设备，85%的效率是足够的。但是对于电池组供电的设备，比如说由几个电池组成的电池块供电的移动电话，效率每提高一个百分点，都可以增加电池组的寿命。图 4-4 给出了降压稳压器，采用 LT1773 同步控制器来实现高效 Buck 变换器。LT1773 是一种典型的互补对称同步控制器，可以从许多控制芯片供应商处获得。

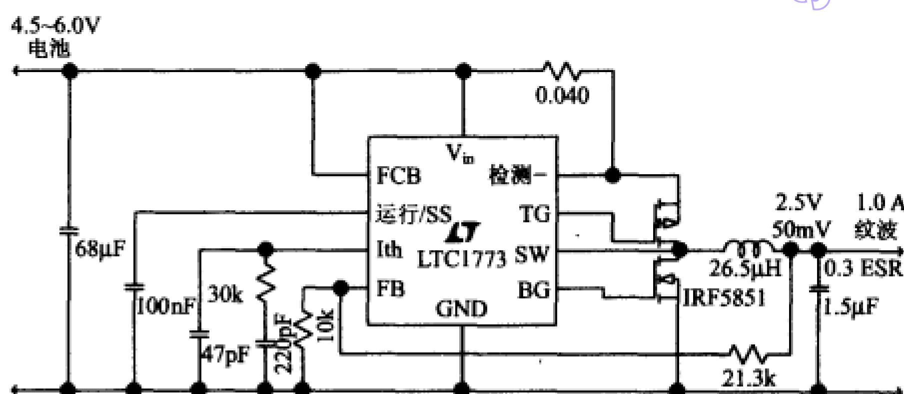


图 4-4 采用 LT1773 同步控制器的高效 Buck 稳压器

同步整流采用 NMOS 晶体管代替二极管，大大的减小了损耗。类似的，采用高衬底 PMOS 晶体管可以减少升压电源的需要。上管驱动把 PMOS 门级拉到地用来导通开关管，或拉到 V_{IN} 用来关断开关管。下管驱动把 NMOS 门级拉到 V_{IN} 用来导通开关管，或者拉到地用来关断开关管。当 MOSFET 开关导通时，电流可以在开关管双向流动。在正常工作下，NMOS 开关管中的电流实际上从源极流到漏极。在低输出电流时，电感电流有可能达到 0。当采用二极管并将二极管反向偏置时，电感电流停止。当采用 NMOS 开关管时，电感电流可以减少到 0，并且开始从输出电容拉电流。LT1773 使用 SW 端来检测电流变向的时刻。当电感电流为负时，芯片关闭下面的开关。

最大电压应力限制了 MOSFET 选择，这两种 MOSFET 栅—源电压都等于输入电压。一般情况下，MOSFET 有三类：低压输入、逻辑输入和通用输入。低输入电压 MOSFET 在 1V 附近导通，但是最大栅—源电压大约为 8～10V；逻辑电平器件常常有 15V 左右最大栅—源电压，在 3V 左右导通；通用电平器件常常有 20V 左右最大栅—源电压，在 4～5V 左右导通。

同步整流控制芯片必须保证关断上管和导通下管之间的最短时间间隔。如果两个管子同时导通，V_{IN} 和地之间将会产生破坏性短路。在死区时间中，电感必须继续流过电流。NMOS 的体二极管提供死区时间中的电流通路。该电流将把电荷储存在体二极管的 PN 结中，直到开关导通，然后电荷损耗在开关中。如果把 NMOS 开关管和肖特基二极管并联可以稍微增加效率，因为肖特基二极管不在 PN 结中存储电荷。

图 4-4 给出了具有最小尺寸、最低成本的最优设计，采用了包含 PMOS 和 NMOS 的封装。在相同几何尺寸下，PMOS 具有 NMOS 两倍的导通阻抗。如果两个开关管采用独立的 MOSFET，那么可以选择和底管有相同阻抗的 PMOS 管。在 IRF5851 中，PMOS 有 0.220Ω 的导通阻抗，NMOS 有 0.120Ω 的导通阻抗。在本例中，损耗功率为：

$$(1^2\times0.220\times(2.5/6))+(1^2\times0.120\times(1-(2.5/6)))$$
$$=0.092\text{W}+0.07\text{W}=0.16\text{W}$$

在栅极充放电时，MOSFET 也要从输入电源拉功率，每个管子的电流等于总栅极

84
85

电荷乘以频率。规格书列出了 NMOS 在 4.5V 时，总栅极电荷为 6.0nC；PMOS 在 4.5V 时，总栅极电荷为 5.4nC。在更大的 V_{GS}(6.0V)，需要调整栅极电荷。有 6.0×(6.0/4.5)＝8nC 和 5.4×(6.0/4.5)＝7.2nC。总的 MOSFET 电流为 550kHz×15.2nC＝8.4A。这将有 8.4mA×6V＝0.054W，用来驱动 MOSFET。总的功率损耗为 0.21W，最大输出时具有 92％的效率。电池放电时，效率会稍微提高，因为此时驱动 MOSFET 只需要较少的功率损耗。如果导通阻抗采用典型值，那么在 94％效率时，有效功率为 0.106W＋0.054W。

低功率输出时，高效率控制器通常采用跳周期模式。输出功率减少时，控制器产生跳周期的脉冲给输出充电，然后，输出缓慢回到低启动电压值时，关闭控制器，输出新的跳周期脉冲。这和脉冲频率调制芯片类似。不产生单一长脉冲使工作频率发生变化，而是产生一个或更多的固定频率的脉冲，然后在一段时间内没有脉冲。这样可以改善 EMI，因为滤波器只需要处理振荡器的频率。

4.3 Boost 变换器设计

图 4-5 给出了采用 LT1680 电流模式 PWM 控制芯片设计的 Boost 变换器。该控制器适用于具有大的外置 NMOS 管的大功率装置。它包括可调频率、可选择最大占空比、高开关驱动电流、软启动和 60V 共模范围的电流检测放大器。芯片的规格书提供了该设计所需元件的选择方法。首先，选择工作频率和占空比范围。典型设计的开关频率为 100kHz，最大占空比为 90％。

Boost 变换器如仅采用控制芯片和 PWM 电路，不能实现输出短路保护。二极管提供了输入电源到输出开关阻抗的通路，因此，控制芯片不能关断电流的流动。实现 Boost 变换器电流限制的唯一方法是，在电源输入或输出设置一个线性的电流限制。如果电流限制是设计需要的话，这是个需要认真考虑的问题。如果需要考虑短路电流限制，通常情况下，采用变压器隔离是更好的选择。 86

采用连续模式还是断续模式工作，会影响电感的大小、电流检测值、MOSFET 和输出电容值。不连续工作模式用不到芯片的平均电流限制功能。但是，不连续模式可采用比连续模式更小的电感。

不连续模式工作在瞬态响应、斜坡补偿和开关损耗方面有优势，也具有更快的瞬态响应，在输出电流突然减少时相当准确。电感电流在每个周期都回到零，输出电流突然减少时，可以在下一个周期通过缩短占空比来调整，这称为能量转移。为了调节负载电流的迅速减少，需要减少储存在电容中的电荷，此时没有电感电流损耗。类似的，输出电流的迅速增加也可以快速调整，因为可以通过增加占空比和峰值电流来产生大电流。不连续模式的另外一个优点是，电路不受次谐波振荡的影响，并且不需要斜坡补偿。开关管导通时，电感电流和开关管节点电压为零，所以在开关管导通时不存在开关功率损耗。开关管导通时没有电流流过它，这是减少开关损耗的最好方法。

图4-5　基于LT1680电流模式PWM控制器的Boost变换器

不连续工作模式的缺点是，峰值电感电流、峰值开关电流和纹波电流很大。大的纹波电流需要具有小 ESR 的大输出电容。同样，开关管有大的峰值对平均电流比，因此有非常大的额定峰值电流。总的输出功率被峰值电感电流限制，并且峰值电感电流被电感的饱和特性限制。一旦电感饱和，电感将不能储存额外的能量。饱和时，电感电流不再被施加的电压所控制，因此，开关电流会迅速增加。如果电感饱和，可能会损坏开关管。在不连续工作模式，纹波电压是负载电流的函数。大的输出电流将直接转换为大的纹波电压。

88

连续工作模式在纹波电流、峰值电感电流、峰值开关电流和最大输出功率上有优势。由于输出电流迅速减少产生的能量转移性能不佳，因而所有储存在电感的能量都必须传递至负载。即使开关管关断了几个周期，因为能量储存在电感中，输出电压也可能迅速增加。由于连续模式的响应缓慢，软启动就变得更加重要。如果没有软启动，由于响应缓慢，可能会产生大的输出电压过冲。实际上，软启动使得启动非常缓慢，瞬态响应和正常工作时的快速瞬态响应相互影响。由于连续工作模式有较低的纹波电流，在适当的纹波电压下，可以采用低容值和高 ESR 的输出电容。连续工作模式纹波电压也将是恒定的。

连续模式工作下，开关管必须有更大的功率等级，因为在开关管导通时，施加了全部输出电压，流过了全部电感电流，这是开关损耗的最坏情况。连续工作模式在占空比大于 50%时，需要斜坡补偿。斜坡补偿同样需要有最小的电感值，来保证斜坡补偿仍然在控制范围之内。大电感允许大的输出功率，但那是以降低瞬态响应为代价。

本例的设计是具有相对稳定输出功率的通信应用的 48V 装置，将采用连续模式工作。另外，选择纹波电流等于 10%的最大电感电流。对于 Buck 变换器，峰值电流等于输出电流加上一半的纹波电流，但这对 Boost 变换器是不合适的。开始，先可以认为开关闭合时储存在电感的能量等于传递到负载的能量：

$$V_{IN}\times I_{L\,AVG}\times DC=(V_{OUT}-V_{IN})\times I_{OUT} \tag{4-4}$$

89

$$DC=(V_{OUT}-V_{IN})/V_{OUT}$$

对于 Boost 变换器：

整理得到平均电感电流：

$$I_{L\,AVG}=(V_{OUT}\times I_{OUT})/V_{IN}$$

代入最大负载条件有：

$$I_{L\text{-}AVG}=(5.2\times 48.0)/12=20.8\text{A}$$

峰值电感电流为 20.8A+纹波电流的一半=20.8+2.1=22.9A。

现在可以决定电流采样的大小。从规格书中可以找到：

$$R_{SENSE}=120\text{mV}/I_{LIMIT}\ \text{于是},R_{SENSE}=0.12/22.9=0.005\Omega$$

注意 R_{SENSE}放在电感和输入电源之间。它也可以放在电感和开关之间，但是这会带来电流检测放大器的问题。把电阻放在电源输入，可以保持电流检测放大器的共模电压稳定，并且接近电源电压。把检测电阻放在电感的开关侧，将会导致共模电压在每个周期中，从地变化到额定输出电压。由于存在共模产生的附加交流电压，可能会

导致电流检测运算放大器不正常工作。

可以用电感方程来推导 Boost 变换器和式(4-1)等效的方程：

$$L=V_{IN}\times(V_{OUT}-V_{IN})/(\Delta I\times f\times V_{OUT}) \tag{4-5}$$

从图 4-5 代入数值，有：

$$L=12.0\times(48.0-12.0)/(2.8\times100\text{kHz}\times48.0)=32\mu\text{H}$$

然后，选择开关管。在 100kHz 时，MOSFET 是合适的选择，击穿电压必须高于输出电压。为了安全，开关管需要具有少量的裕量。IRFZ44V 有 60V 的最小击穿电压，这将提供 25%的裕量。同样要保证电路中有合适的载电流能力和功率损耗。本设计 90 的峰值电流为 22.9A，因此选择的值低于该器件 39A(100℃)的连续使用额定值。最后要考虑的是合适的功率损耗。最坏情况下，该元件的导通阻抗为 0.0165Ω，因此最大的功率为 22.9×22.9×0.0165，或者 8.7W。LT1680 规格书给出了 IRFZ44V 为 1800pF 时，上升和下降时间为 50ns。假定芯片规格书上面的上升和下降时间是相同，是安全的。开关损耗为：

$$50\text{ns}\times I_{PK}\times V_{OUT}\times f=50\text{ns}\times22.9\times48\text{V}\times100\text{kHz}=5.5\text{W}$$

总的损耗为 14.2W，这对于具有合适散热片的开关管是合适的。(计算开关损耗的公式推导可以参考第 7 章。)

二极管的峰值电流等于电感电流的峰值，所以需要一个额定峰值电流为 23A 和击穿电压至少为输出电压的二极管。二极管电流的占空比比开关管的要小很多，因此平均功率比峰值功率要小很多。MBR20100CT 双肖特基管具有 100V 的击穿电压，每个器件具有 20A 的电流和 0.9V 的正向压降，这可提供足够的裕量。最坏功率损耗情况发生在能量的短暂时间内，此时连续流过全部的峰值电感电流。此时有 0.9V×22.9A，或者 20.6W。25%的二极管占空比将有 5.1W 的平均功率，因而二极管需要散热片。

输入和输出的噪声问题正好和 Buck 变换器相反。Boost 变换器的输入电流恒定(连续电流工作下)，并且纹波电流等于电感的纹波电流。这使得滤波效果很容易就可以实现。滤波器也很容易工作，因为波形是三角波而不是方波。可以近似得到纹波电流的有效值为 0.707×(峰峰电流/2)，虽然不准确，但是并不需要准确的数值。另外，这里也需要裕量，因此微小的误差正好转化为裕量。

输出电容的电流实际上是峰值等于电感电流峰值的锯齿波，因为纹波电流的值非 91 常大，所以输出电容的 ESR 非常重要。纹波电流的 RMS 值由下式决定：

$$I_{RMS}=I_{PK}(DC-DC^2) \tag{4-6}$$

可以采用和 Buck 变换器设计相同的过程，分配 1/3 的纹波电压给电容阻抗和 2/3 的纹波电压给输出电容的 ESR。和 Buck 变换器类似，为了满足电压纹波和由 ESR 产生的电容损耗需要，最终可能需要更大的电容。

Boost 设计不适合采用同步整流技术，虽有可能实现同步整流，但是必须采用分离元件，目前仅有一种 Boost 控制芯片能实现同步整流。Boost 变换器使用二极管整流，这会降低效率。占空比为 50%的设计中，二极管损耗比开关管损耗大很多。该设计的

效率大约为89%。

图4-6给出了一个采用Boost变换器的电池装置，输入电源为一个锂电池或几个NiMH电池。MAX1896是一款6脚控制芯片，该芯片采用较少的材料和非常小的尺寸，是一种电流模式PWM控制器，能够实现所有的电流模式功能，比如斜坡补偿、电流补偿、开关频率和控制芯片内部的电流检测。工作在1.4MHz有助于减小体积，因为此时电感能够非常小，滤波电容可以是陶瓷电容或钽电容。电路可以工作在低输出电流条件下，因为控制电路也可以实现脉冲跳跃。

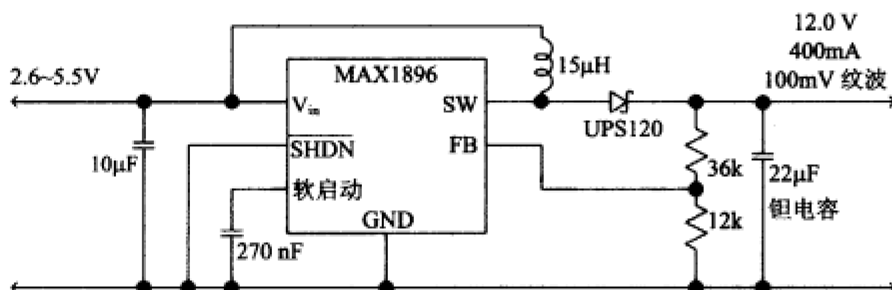


图4-6 采用NiMH或锂电池的Boost变换器实例

92

芯片具有集成于单片电路的参数控制的优点。因为FET开关管的导通阻抗容易控制，它能作为PWM电路的电流检测。开关管导通时，L_X引脚的电压直接和电感电流成比例，流过0.7Ω导通阻抗的检测电流设置电流范围为550mA～800mA。电流限制是导通阻抗和斜坡补偿的函数(还有间接的占空比)。

这个电路和先前有相对稳定输入电压的例子有点不同。使用时，电池的电压会有较大的变化。NiMH电池充电结束时，电压会降得相当快。要在假设最低输入电压条件下设计电路，这样可以保证有足够的占空比，而在电感中储存合适的能量。选择100mA的大纹波电流，因为使用在高频条件下，使用相对小的电容，仍然有小的纹波电压。使用图4-7和式(4-5)的值，有：

$$L=2.6\times(12.0-2.6)/(0.10\times1.4\text{MHz}\times12.0)=15\mu\text{H}$$

1.4MHz的开关频率允许采用非常小的滤波电容，可为钽电容或陶瓷电容，内部补偿电路依靠钽电容与其ESR产生的低频零点。如果使用陶瓷电容，非常低的ESR会把零点设置在更高的频率，使用陶瓷电容的另外一个问题是等效感抗，感抗和小的ESR使环路方程变得很复杂。规格书中提供了计算前馈电容的必须数据，使用陶瓷电容时，该数据可以补偿反馈环路。

这个电路有一个内部软启动电路，只需要一个电容来设置软启动时间。该电路限制了开关电流，直到芯片的软启动引脚电压达到1.5V为止。使用比较器电压和4μA的软启动电流来根据需要的时间计算电容值，此电路需要100ms的软启动时间，因此可以使用电容、电荷和电流的定义：

图4-7 基于MAX1846控制芯片的反相变换器电路设计

$$总电荷=电流\times时间=4\mu A\times 100ms=400nC$$

$$C=Q/V=400nC/1.5V=266nF$$

93

因此可以采用标准的 270nF 作为软启动电容值。

4.4 反相变换器设计

图 4-7 表示出了一个基于 MAX1846 控制芯片的反相变换器。这个控制芯片是为全功能设计的，元件的最大参数与最小尺寸相平衡。这种设计可以把几个 NiMH 电池作为输入，得到合适的输出。芯片最小的输入电压为 3V，可使用单个锂电池作为输入。

首先要选择的参数是开关频率。控制器的频率可设置在 100kHz～500kHz。由于需要 P 沟道的场效应管，此设计的效率由开关频率决定。因为是少数载流子器件，P 沟道的场效应管比 N 沟道的场效应管有更大的开关损耗，必须为开关损耗与通过使用更小的元件和更高的频率带来的系统更优良的表现之间做一个平衡。另外一个约束开关频率的参数是最大占空比。控制芯片的最小死区时间是 400ns，随着开关频率增加，必然要限制最大占空比。若输出电压绝对值与输入电压的比值增加，则最大占空比也增加。重新整理第 1 章中的式(1-10)得到占空比和输入输出电压的方程：

$$DC=V_{out}/(V_{out}-V_{in})$$

将数值代入，则最大占空比为：

$$DC=(-12)/(-12-3.0)=80\%$$

芯片规格书中介绍，500kHz 的开关频率下，最大占空比的典型值为 80%。这样就没留裕量，因为在最坏情况下，芯片无法提供 80%的占空比。可以选择 400kHz 的开关频率以提供需要的裕量。示例中的开关电源是一个有明显电流瞬态分量的模拟系统设计，这样就有必要设计快速的动态响应。式(4-4)提供了反相设计的关系表达式。

94

$$V_{IN}\times I_{L\text{-}AVG}\times DC=V_{OUT}\times I_{OUT}$$

代入占空比，重新整理得到：

$$I_{L\text{-}AVG}=(V_{OUT}-V_{IN})\times I_{OUT}/V_{IN}=(-12-3.0)\times -0.5/3.0=2.5A \tag{4-7}$$

注意，正确使用输出电压和电流的正负符号是很重要的。最大负载时，可以把纹波电流设置成电感平均电流的 50%。于是得到电感的峰值电流为 3.13A。在最大负载、最小输入电压时，设置如此大的纹波电流，有可能导致在轻载、最大输入电压时，电路进入断续工作模式。在连续工作模式中，电源的电压纹波是一个常数。一旦电源进入断续工作模式，输出电流较小时，纹波电压可能更小。电路在连续工作模式和断续工作模式下的闭环稳定性非常重要，因为在不同工作模式下，其闭环增量是不同的。

再次使用电感方程来重新整理反相变换器的方程。

$$L=(V_{IN}\times V_{OUT})/((\Delta I\times f)\times(V_{OUT}-V_{IN})) \tag{4-8}$$

代入图 4-7 中给出的值得到：

$$L=(3.0\times(-12.0))/((1.25\times 400kHz)\times(-12-3.0))=4.8\mu H$$

图 4-8 中给出了输入、输出的工作参数。假定电路工作在连续工作模式下，由最小

输入电压和最大输出电流来决定电感值。在最大输入电压和最小输出电流时，可以看到断续工作模式下的效果。

完全充饱电电池的占空比为：

$$DC=(-12)/(-12-4.2)=0.74$$

重新整理方程(4-8)，解出 ΔI：

95 ~ 96

$$\Delta I=(V_{IN}\times V_{OUT})/((L\times f)\times(V_{OUT}-V_{IN}))=(4.2\times(-12))/((4.8\mu H\times 400kHz)\times(-12-4.2))=1.62A$$

电路由连续模式进入断续模式的分界处，$I_{L\text{-}AVG}$等于 $\Delta I/2$。重新整理方程(4-7)，解出 I_{OUT}：

$$I_{OUT}=(I_{L\text{-}AVG}\times V_{IN})/(V_{OUT}-V_{IN})=(0.81\times 4.2)/(-12-4.2)=210mA$$

结果证明，电池完全充电，且负载电流小于 210mA 时，电路工作在断续模式。

反相电源中使用电流型控制芯片，由于开关管将电感和输入电源断开，电源可以实现其固有的短路电流限制，输出短路电流将限制在电感的峰值电流。

电流检测电阻由最大输出时的电感峰值电流决定，根据芯片规格书中的公式：

$$R_{CS}=0.085V/I_L=0.085/3.13A=0.027\Omega$$

开关管栅极电压等于输入电压。这意味着，必须找到一个 3.0V 完全导通的器件。漏源电压与输入电压和输出电压相等，因此开关管的击穿电压必须大于 16.2V。最后确定漏极峰值电流，这个电源里的电感峰值电流是 3.13A。IRF7425 是一个满足要求的合理选择。

反相变换器的设计中，输入和输出电容电流都是断续的，输入和输出波形都是峰值与电感电流峰值相等的锯齿波。对于输入和输出电容来说，ESR 和电流纹波等级都要考虑。输入滤波器考虑的 Q 值和输入阻抗都跟 Buck 变换器相同。输入电容电流有效值为：

$$I_{RMS}=I_{OUT}(DC/(1-DC))^{1/2}$$

4.5 升/降压电路设计

97

图 4-8 中显示了一个基于 MAX641 的升/降压(Buck/Boost)变换器。MAX641 是一个输出稳定的升压调整型变换器，由于具有补偿脚，其本身就是一个 Buck/Boost 的设计。较高的功率设计中，L_X脚由内部 MOSFET 驱动，而 Ext 脚驱动内部 MOSFET。V_{OUT}脚实际上通常作为芯片内部电路的供电脚。在正常的 Boost 模式下，电感将为系统自启动提供电流。在此设计中，需要将 V_{OUT}脚与 V_{IN}脚相连，来为芯片供电。设计方法与反相设计相同，连续模式占空比方程为：

$$DC=V_{OUT}/(V_{IN}+V_{OUT})$$

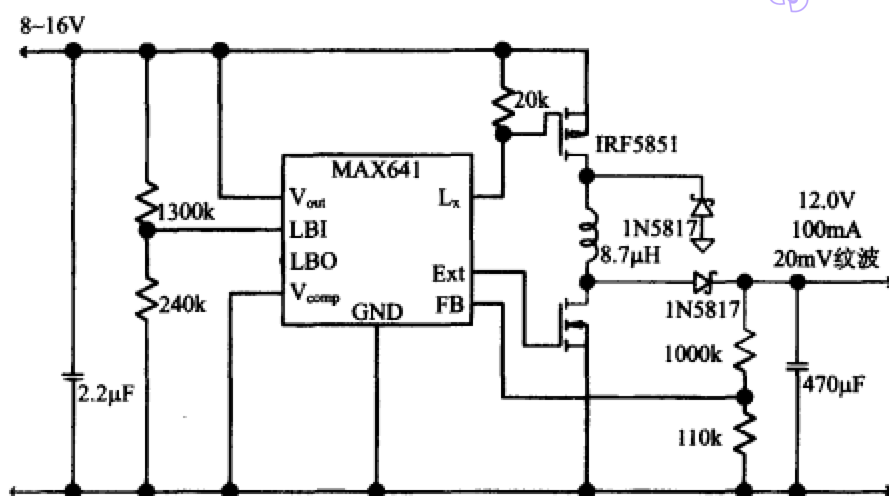


图 4-8　基于 MAX641 的升/降压变换器电路设计

当系统作为 Boost 变换器，且输入电压小于输出电压时，电感流过最大电流。此设计的方程与方程(4-4)相同。

$$V_{IN}\times I_{L\cdot AVG}\times DC=V_{OUT}\times I_{OUT}$$

98

代入占空比并重新整理得：

$$I_{L\cdot AVG}=(V_{OUT}+V_{IN})\times I_{OUT}/V_{IN}=(4.0+6.0)\times 1.0/4.0=2.5\text{A}$$

最大负载时，可以把纹波电流选择为电感平均电流的 20%，于是峰值电感电流为 2.75A。根据最小输入电压选择足够小的电感，来允许足够的电流通过。

重新整理得到的电感方程：

$$L=(V_{IN}\times V_{OUT})/((\Delta I\times f)\times(V_{OUT}+V_{IN}))$$

将图 4-9 给出的值代入得：

$$L=(4.0\times 6.0)/((0.5\times 550\text{kHz})\times(4.0+6.0))=8.7\mu\text{H}$$

MOSFET 根据前述的评定标准选择。首先考虑栅极电压，再选择漏极电压，最后要保证电流等级足够。

由于需要增加一个 MOSFET 和一个二极管，这个设计成本较高。这些附加元件增加了成本预算，降低了效率。另一种设计不增加 MOSFET 和二极管，而是增加了一个电感和一个电容，这就是 SEPIC(单端一次绕组电感转换器)变换器，图 4-9 中表示了典型的 SEPIC 电路。

现有的 SEPIC 电路设计信息很少。在制造商网站查询控制芯片，只有 3 种芯片规格书详细介绍了 SEPIC 电路的设计，它们是 TI 公司的 DN48、Maxim 公司的 AN1051 和 National Semiconductor 公司公布在 2002 年 10 月 17 日 EDN 杂志上的一个产品。

描述 SEPIC 电路(Cuk 和 Zeta)工作的最佳方式是，首先认为电路类似于 RC 电压耦合放大器。RC 放大器中，负载电阻允许动态器件(这里指开关管)通过改变电阻中的电流量为负载提供变化的电压。交流电压通过电容与负载电路耦合，电容在交流分

99 量下是短路的，电容隔离从负载施加到运算放大器的直流分量。射频电路中，可以用扼流圈代替电阻，以减小放大器的损耗。方波传递到负载、二极管、电感和滤波器将交流转换为直流，像 Buck 变换器。

若 SEPIC 电路中的两个电感值相等，则其电压、电流都相等。SEPIC 电路通常将两个电感设计为相等的，这样做是为了简化设计，而不是必须的要求。若两个电感值相等，电感就可以绕制在同一个磁心上。DN48 给出了一个合理的设计步骤。SEPIC 电路的电感和占空比方程与图 4-8 中 Buck/Boost 电路设计中的相同。

首先选择开关频率；然后计算最大电感电流。当输入电压低于输出电压，且系统作为 Boost 变换器工作时，电感流过最大电流。

$$I_{L\,AVG}=(V_{OUT}+V_{IN})\times I_{OUT}/V_{IN}=(4.0+6.0)\times 1.0/4.0=2.5\text{A}$$

满载时，可以把纹波电流设计为电感平均电流的 20%，这样最大电感电流为 2.75A。根据最小输入电压选择足够小的电感，以允许足够的电流通过。

重新整理得到的电感方程：

$$L=(V_{IN}\times V_{OUT})/((\Delta I\times f)\times(V_{OUT}+V_{IN}))$$

将图 4-9 给出的值代入得：

$$L=(4.0\times 6.0)/((0.5\times 550\text{kHz})\times(4.0+6.0))=8.7\mu\text{H}$$

这就是两个电感的值。

下一步要决定的是耦合电容的纹波电流有效值。DN48 的芯片规格书给出了方程：

100~101

$$\begin{aligned}I_{CRMS}&=(I_{OUT}(\max)^2\times DC(\max)\times I_{IN}(\max)^2\times(1-DC(\max)))^{1/2}\\&=(1\times(4/(4+6))\times 2.5^2\times(1-(4/(4+6))))^{1/2}\\&=1.22\text{A}\end{aligned}$$

需要选择一个可以承受该纹波电流的耦合电容。

给定输出纹波条件下，2/3 的纹波电压由选定输出电容的 ESR 来承受，而另外 1/3 的纹波电压由 X_c 来承受。输出纹波电流可由下式表示：

$$I_{RMS}=I_{OUT}(DC/(1-DC))^{1/2}$$

可以依照 Buck 变换器的公式来计算输出电容的容值及 ESR 值。

MOSFET 栅极电压由内部电压调节器确定为 5.2V，因而需要一个逻辑电平的 MOSFET。漏极电压等于 $V_{IN}+V_{OUT}$，MOSFET 的峰值电流为 $I_{IN}+I_{OUT}$。二极管的反向峰值电压和正向电流分别等于 MOSFET 的电压和电流。

图4-9 典型的SEPIC电路设计

4.6 电荷泵设计

对于电荷泵，可以采用以下的设计步骤作为它的设计出发点：

(1) 首先，在给定的输出功率、体积、输入电压等条件下选择一个合适的控制芯片。输入电压和输出电压的比值将决定是否需要升压型、降压型或反相变换器，同样以此决定是否需要输出电压调节器。

(2) 选择开关频率(如果可以调节的话)和飞跨电容值。

(3) 选择输出电压纹波大小，并以此来确定输出电容。

图4-10给出了具有输出调节器的升压型电荷泵的设计步骤。在单个锂电池的输入电压范围下，LTC3200-5提供稳定的5.0V电压，这个电路是一个典型的外围元件很少的电荷泵电路，仅需要3个电容将未调节的低电压转换为稳定的5.0V电压。为实102现5.0V的稳压输出，该控制芯片为反馈电路提供了一个内部电压分压器。由于开关频率高达2MHz，这3个电容一般采用小容量的陶瓷电容。

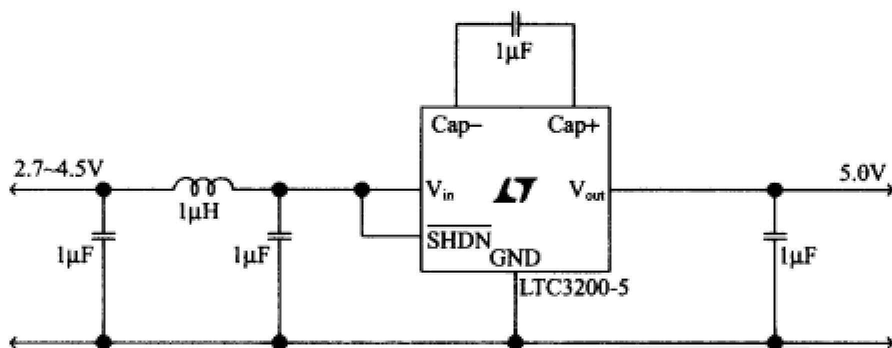


图4-10 具有输出调节的升压型电荷泵

如第1章所述，电荷泵的等效阻抗如下：

$$R_{EQ}=1/(f\times C_{FLYING})$$

该等效阻抗需远远大于内部开关阻抗。该阻抗将损耗一部分能量。在ESR一定的条件下，选用较大电容值的飞跨电容可以减少损耗。

规格书中警告不允许采用钽介质或铝介质电容用作飞跨电容，因为电源启动时电容会产生反向电压。任何情况下，这些电容都不是作为供电电容的好选择，因为它们在2MHz开关频率下将具有很大的ESR。

供电的效率取决于输出和输入电压的比值。输出轻载和输出电压为输入电压两倍的条件下，电荷泵的效率接近100%。随着负载的增加，电容ESR和内部阻抗上的103损耗将随之增加。同时由于负载电流的增加，等效于开关阻抗上的损耗也随之增加。如规格书所示，在较低输入电压条件下，这些损耗限制了输出电流。

为使输出电压小于输入电压的两倍，控制芯片必须在输入为2.7～5.0V条件下工

作。此时，控制芯片的工作更像一个线性调节器。而当输入为 5.0V 时，效率下降为 50%。

规格书建议 3 个电容都可以采用 1μF 的电容。在内部开关阻抗确定的前提下，最大输出电流取决于飞跨电容的大小。规格书中给出了采用 1μF 的飞跨电容时，在两个输入电压条件下等效阻抗与温度的关系。开关等效阻抗为 $1/(f\times C)$，即 0.5Ω。

接下来，选择在给定输出纹波条件下的输出电容值。采用具有零 ESR 的陶瓷电容，于是电容的容抗决定了输出纹波的大小。

$$V_{PP}=I_{OUT}/(2\times\pi\times f\times C)=40\text{mA}/(6.28\times2\text{MHz}\times1\mu\text{F})=3\text{mV}$$

采用 I_{OUT} 是因为占空比为 50%，而且给负载供电的负载电流实际是方波电流。

输入电容值对纹波的影响很小，这是因为在飞跨电容充电和供给负载时输入电流是相等的。有一个很短的时间段，驱动开关管的无交叠时钟都处于关闭状态。对于 LTC3200-5，这个时间一般为 25ns。如此短的脉冲信号的有效值是非常小的。然而上升和下降时间非常快，所以电容必须靠近控制芯片以防输入电路产生的寄生电感与之产生振铃效应。图 4-10 给出了一个电感和外接电容组成的 π 型滤波器，用于消除反射到输入端的噪声。

图 4-11 是一个具有输出调节器的电压反极性电荷泵，同样加入少量外围电路(4 个电容和 2 个电阻)后，控制芯片提供了稳定的输出电压。充电状态时，控制芯片通过给两个并联在输入的飞跨电容充电来工作；放电状态时，开关将重新改变两个电容的连接方式，使之串连成反向的两倍输入电压 $2V_{IN}$。 104

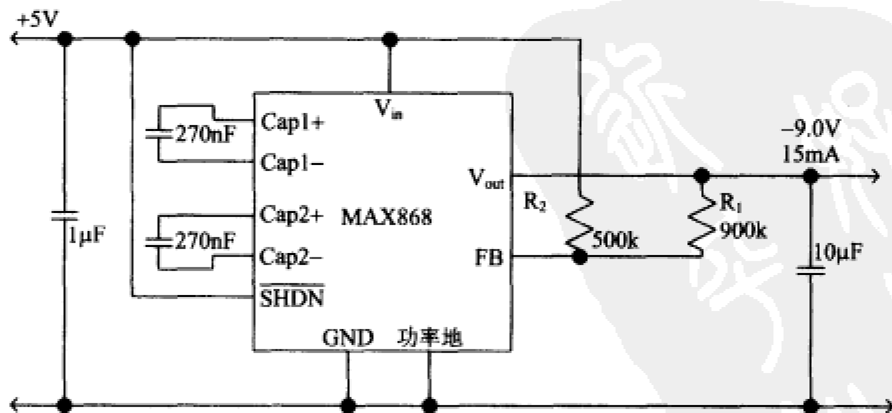


图 4-11 具有输出调节器的电压反极性电荷泵

Maxim 公司将该调节器的工作形式描述为 PFM 控制方式，但实际上，它采用的是跳周期方式。时钟始终在 450kHz 的频率下工作，根据保持输出稳定的需要，控制电路跳过部分脉冲。

由于反馈引脚电压必须高于地端，因而在输入电压处接了一个反馈电阻。如图 4-11所示，必须确保其输入电压是已调整过的，因为输出电压是以输入电压为参考来调

节稳定的。另一个选择是提供另外一个稳定的输入作为参考。规格书中对电阻 R_2 的推荐值为 100k～500k，以限制分压器的下拉电流。于是，根据规格书中对电阻 R_1 的取值公式：

$$R_1 = R_2 \times (|V_{OUT}|/V_{REF})$$

同时规格书还提供了计算 C_1，C_2 和 C_{OUT} 的公式。

如果给定 C_1 与 C_2 的值，即可验证符合设计要求的最大输出电流。Maxim 用以下

105

公式来计算最大输出电流：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(2\times V_{IN}) - |V_{OUT}|}{\dfrac{4}{f_{max}\times(C_1+C_2)} + R_{OUT}\times\dfrac{10V}{V_{IN}+|V_{OUT}|}} \tag{4-9}$$

规格书给出的最大工作频率为 450kHz，等效输出阻抗为 70Ω。对于式(4-9)，当 C_1 与 C_2 值趋向无穷大时，可简化为式(4-10)。此时将由输出电压和控制芯片的特性来决定最大输出电流的大小。如果必须获得 15mA 的输出电流，可代入 5.0V 输入电压和 −9.0V 的输出电压来决定。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(2\times 5.0) - |-9.0|}{70\times\dfrac{10V}{5.0+|-9.0|}} \tag{4-10}$$

也就是说，可以使用符合该电流值的装置。式(4-10)的分母为 50，于是可以逆向推算出 C_1 与 C_2 的大小。对与 15mA 的输出电流，式(4-9)的分母应为：

$$66.6 = 1/0.015\text{mA}$$

此时，式(4-9)的分母中的容抗部分可用下面的式子来估算：

$$66.6 = \frac{4}{450\text{kHz}\times(C_1+C_2)} + 50$$

解之得：

$$C_1 = C_2 = 0.27\mu\text{F}$$

规格书中同时也给纹波的计算公式：

106

$$V_{RIPPLE(P\text{-}P)} = ((2\times V_{IN}) - |V_{OUT}|)\times\left(\frac{1}{1+\dfrac{4\times C_{OUT}}{C_1+C_2}} + \frac{ESR}{R_{OUT}}\right)$$

因为输出电阻为 70Ω，陶瓷电容的 ESR 值可以忽略不计。输出电容 C_{OUT} 可取 10μF，于是输出纹波电压值为：

$$V_{RIPPLE(P\text{-}P)} = ((2\times 5.0) - |9.0|)\times\left(\frac{1}{1+\dfrac{4\times 10\mu\text{F}}{0.27\mu\text{F}+0.27\mu\text{F}}}\right) = 13\text{mV}$$

在该容值范围和电压范围内，钽电容的 ESR 较陶瓷电容大，一般为 0.5～3Ω，因此对于钽电容来说，输出电压纹波将比较大。

对于反相型电荷泵，因为控制芯片仅在对飞跨电容充电时下拉电流，所以对输入电容 ESR 的要求将相对更高些。输入电流的峰值是输出电流的两倍，如果采用输入电压作为参考电压，输入电压的纹波要求将更高。所以，输入电容应该采用低 ESR 高容值的陶瓷电容。

4.7 布线

初学者通常采用万能板来制作开关电源，小型开关电源一般工作在20kHz。然而如今开关电源的频率已经不会如此低了，一般达到100kHz至数兆赫。开关波形的谐振频率达到超高频域，若不采用高频特性较好的PCB布线，将带来糟糕的后果。

有两点是必须注意的：(1)设计电源电路的布线，使得在电源工作时内部器件不会相互干扰；(2)必须考虑电压及潜在的巨大电流磁场对周围较近的敏感装置的干扰。

Pentium系列CPU的工作电流高达40A，即使是10mΩ的电阻都会产生0.4V的电压降。于是，保证低电压信号与大电流通道——整流桥和开关管的有效隔离是相当重要的。大电流产生的磁场效应也往往容易被忽视，任何一个大电流回路都可视为单匝电感，这一点也经常忽视。有的设计实例中，会产生一个10A/匝的交流磁场，该磁场很容易对附近电路产生干扰。Pentium的应用实例是相当特殊的，但是这个例子说明了考虑磁场影响因素在开关电源布线中的重要性。 107

图4-12给出了基于LT1871规格书的典型PCB布线，该图是一个经典的考虑电路布线的例子。该图中不显示PCB的底面布线，然而底面必须有很大一片连续的“地”，从PCB的左边一直延伸到控制芯片的接地引脚。控制芯片的接地引脚附近，“地”的走线必须比较窄一直连接到时钟和测量电路，这表明电路图中左边和控制芯片接地引脚间是用较窄的地线来连接的。

布线首先要考虑的是，从输入到输出流过地线的电流大小，并初步考虑各个元件在PCB上的大概位置。所有的开关器件，如C_{IN}和C_{OUT}，需要放置得比较靠近，同时需要远离LT1871的信号地。控制芯片的地是信号检测电路的一部分，所以从输入电容流向输出电容的电流的任何变化，都将导致控制芯片内部检测电压的变化。在MOSFET开关过程中，流出控制芯片地的电流也会相当大。关断或导通时刻的尖峰电流将高达几百毫安，也就是说在控制芯片接地引脚与C_{IN}和C_{OUT}之间的走线必须比较粗。PCB上，表面的“大地”较大，控制芯片的接地引脚在“大地”的一角，以防止交流电流在地与C_{IN}和C_{OUT}之间流动时引起过大的电压变化。该设计中的主要直流电流走线都设计在PCB底面(图4-12未给出)。图4-12给出了V_{IN}、V_{OUT}以及“地”之间的连接关系。 108 输入与输出地的连接必须设计在C_{IN}和C_{OUT}之间，这样开关电流将集中在开关元件附近。

反馈电阻及电流检测输入的布线必须尽量远离开关管栅极驱动信号，同时也要尽量远离开关管与电感。再次提醒，这些线路上会有较大的交流电流流过，即使周围电路很小也将形成一个一匝的电感回路，这个电感将产生感应电压，从而破坏电路的线性关系。 109 该实例中有两个主要的电磁场的环路，其中一个由L_1、C_{IN}及Q_1组成；另一个由C_{OUT}、D_1及Q_1组成，可以通过减小走线宽度及尽可能将同一环路的器件紧密布局来使这种电磁效应最小，于是可以将环路面积和磁感应电压最小化。

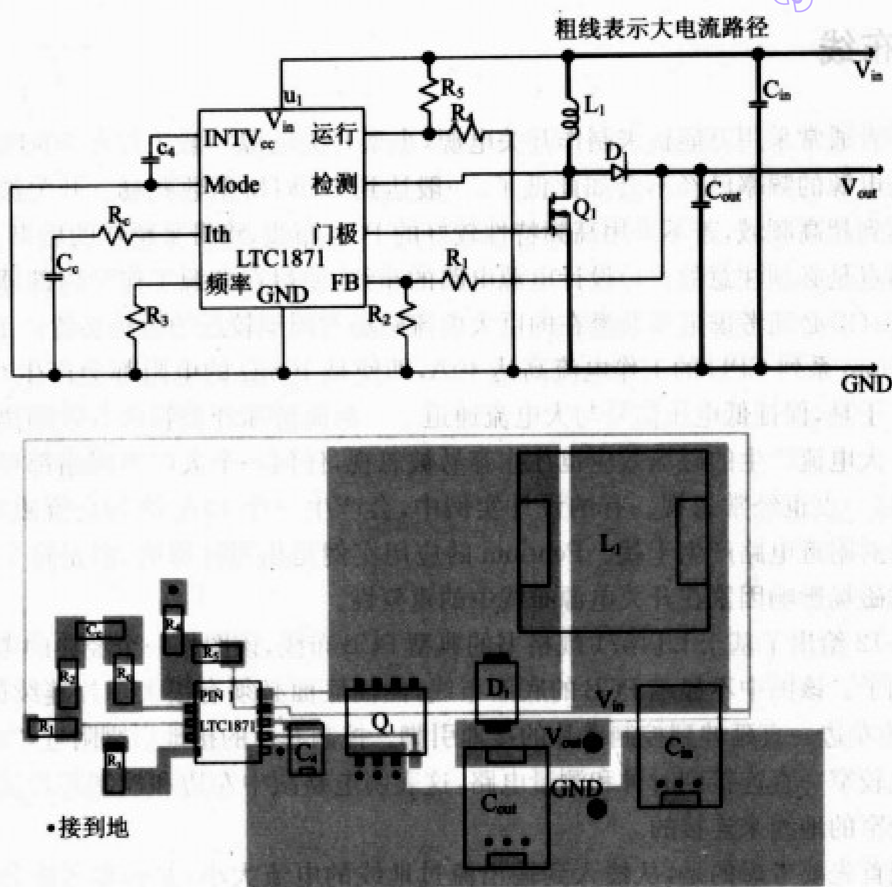


图 4-12　基于 LT1871 的典型 PCB 布线与方案

在开关电流比较大的电荷泵电路中同样需要考虑这些因数。如果变换器含有稳压调节环，那么控制芯片、C_{IN}与C_{OUT}需要相互紧凑排列且保证该环路远离反馈信号。

在如今开关电源的频率下，尽可能地采用较宽的走线是相当重要的。即使是 0.5ft 宽布线的寄生电感量都高达数十纳亨。这章中的所有设计规则都是基于最小的寄生参数，如果设计中忽视了 PCB 上的寄生电感，那么在开关条件下，器件上将产生额外的电压应力。为减少元器件引脚的寄生电容，最好采用贴片元件而不是穿孔元件。

110

第5章　变压器隔离型变换器

本章将详细介绍变压器隔离型变换器的设计。虽然这项技术主要应用在离线式电源中,但在需要安全隔离或输入电压在输出电压上下变化的情况下,也是非常有用的。

与第4章一样,这里将要讨论的设计都采用电流模式的PWM控制,这是因为这种控制方法在环路稳定性及电流控制方面有着天然的优势。

5.1　反馈原理

以下的变压器电路都作为隔离变压器,例如在离线式电源中的应用。在不需要隔离的应用场合里,输出可以直接与控制芯片连接。

大多数变压器电路利用变压器的磁路来实现变压器的一次、二次侧隔离。若将控制芯片放置在电源的输入侧,则输出电压反馈需要经过电气隔离才能与控制芯片相连接,如果芯片由独立电源供电,那么开关控制信号必须通过电气隔离。

使用光耦是将输出电压的检测信号通过隔离传递到一次侧控制芯片的最简单方法。一般情况下,光耦可以隔离2500V甚至更高的电压。在这种场合应用的光耦,它的一些参数特性会使隔离电压能力比理论值小一些。然而,与变压器相比,光耦更小更廉价,因此,光耦是用于隔离的合理选择。光耦存在的一个问题是不同部分传递函数的差异。电流转换率的变化将导致不同回路的计算不同,控制环设计时必须更保守,以应对在最坏情况下产生的较大变动。在标准系统中,这个结果将比需要的衰减情况更严重。

另一个问题是传递函数的低转折频率。光耦中的光电晶体管有着非常大的基区,以改善从光信号到电流的转化,但这个基极区域同时也产生了更大的输入电容和反向传导电容。尽管它的值仅仅只有几皮法,但是由于米勒效应的作用,这个电容将会被放大到一个大得多的数值。光电晶体管在这里作为等价的RC耦合的运算放大器。米勒电容在很低的频率上建立一个极点。像RC放大器那样,它的频率响应可以通过一个小的集电极电阻来改进,这样可以降低光电晶体管的电压增益。Agilent、Clairex和其他几家生产厂商生产的光电晶体管具有较好的频率响应,但它们明显比4N27这样的普通管子要昂贵得多。

为了补偿低光耦增益和寄生电容,常用的补偿方法是在电源的隔离侧使用一个运算放大器和电压基准。National Semiconductor公司应用手册的AN-1095提供了一种对光电晶体管隔离系统控制环精密分析的详细设计方法。图5-1是一种利用TL431

稳压器的常用驱动电路。通过电阻 R_1、R_2 分压，使输出电压降到 2.5V，并连接到 TL431 的控制引脚。图 5-1 中还有两个可供选择的补偿电路，它们的作用是在闭环响应中增加一个极点或零点。TL431 在一个方便的封装里提供了电压基准、比较器和功率运算放大器，可以查看第 11 章中关于使用光耦和运算放大器做反馈隔离的例子。控制芯片的反馈引脚连在输入的公共端，使得芯片获得最大占空比。在大多数现代芯片中，V_{COMP} 引脚是一个参考电流源。接地电阻和电容增大了补偿量，光电晶体管减小误差放大器的输出来降低占空比。

114

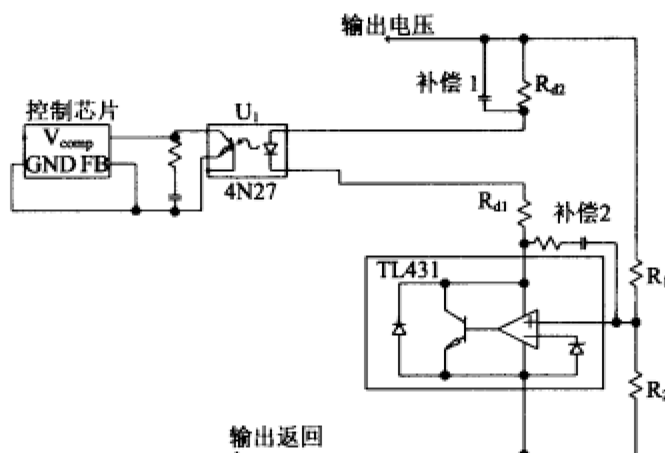


图 5-1　典型的带补偿电路的光耦隔离反馈

另一种隔离反馈的方法是使用小功率的线性变压器来产生隔离的辅助电源，芯片驱动一个脉冲变压器来提供开关管的隔离驱动。对于超高功率输出系统，驱动电路和控制芯片都仅仅消耗很小的功率。辅助变压器不需要特别大，但是它必须能够在 110VAC 到 240VAC 下工作。这个方法的主要缺点是，在 100W 功率等级下，这个辅助变压器可能比主开关变压器的体积还要大，这个方法主要用于 110V 或 240V 系统中。这一点不适用于宽输入范围的电源，因为它们不但可在 240VAC/50Hz 下工作，而且在 90VAC 时也能输出足够的功率。在宽输入范围的电源中，一个为芯片供电的方法是使用一个稳压管或三端线形的稳压器。图 5-2 是一种带辅助电源的变压器隔离驱动电路。T_1 是一个小功率的铁心变压器。T_2 是驱动 MOS 管的脉冲变压器，T_1、T_2 都要符合安规规定的隔离标准。

115

TI 公司生产的芯片可工作在二次侧，通过调整交流信号振幅传送控制信号。UC1901 改变 RF 载波频率的幅度，提供给变压器，并且在一次侧通过整流来提供反馈电压。图 5-3 表示出了 UC1901 的典型应用。RF 振荡器可以工作在 5MHz 以上。高频率使得滤波整流器的时间常数非常小，因此 RF 到电路的直流部分只有非常小的移相。此芯片中同样也含有误差放大器等其他相关电路。误差放大器的一个补偿脚可用来增加极点或零点。TI 公司在应用手册 AN-94 中介绍了 UC1901 及其应用方法。与功率变压器一样，反馈变压器也要满足安规隔离标准。安规要求详见第 9 章。

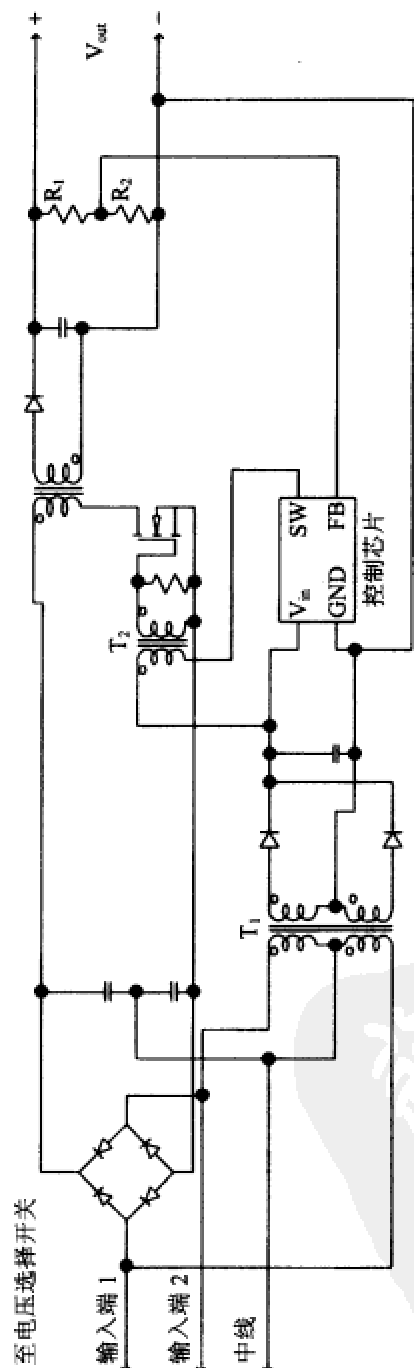


图5-2 典型的带辅助电源的隔离和反馈

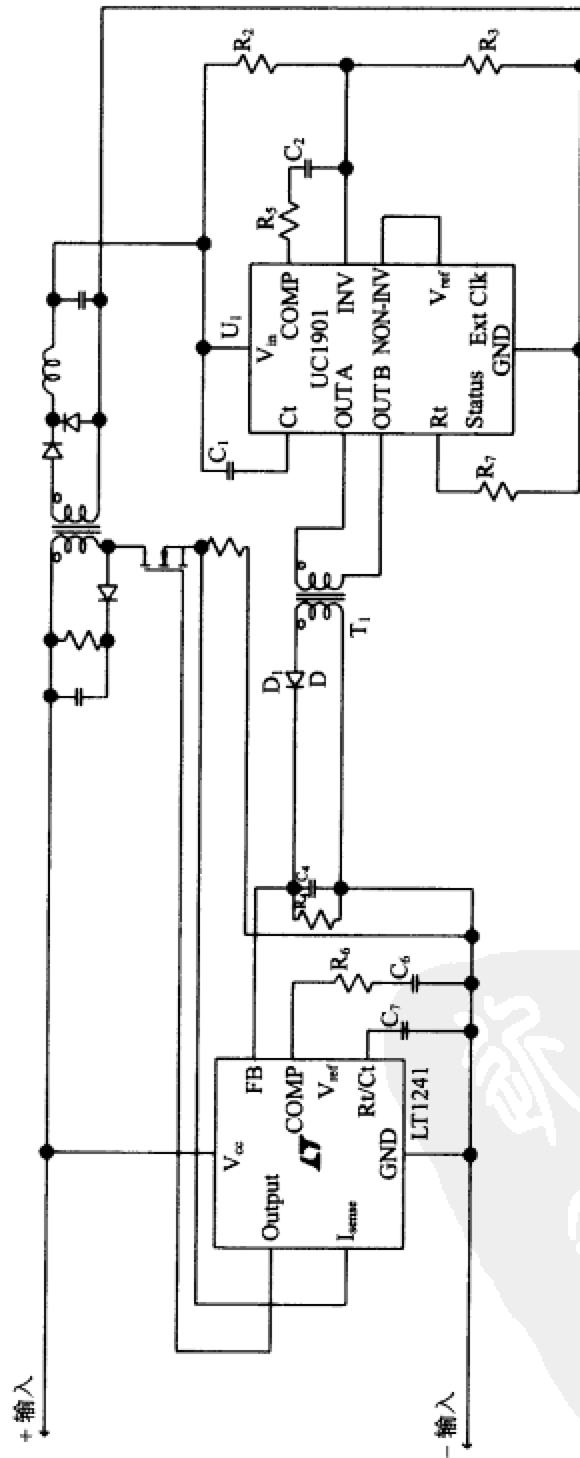


图5-3　使用TI公司的UC1901芯片的隔离反馈

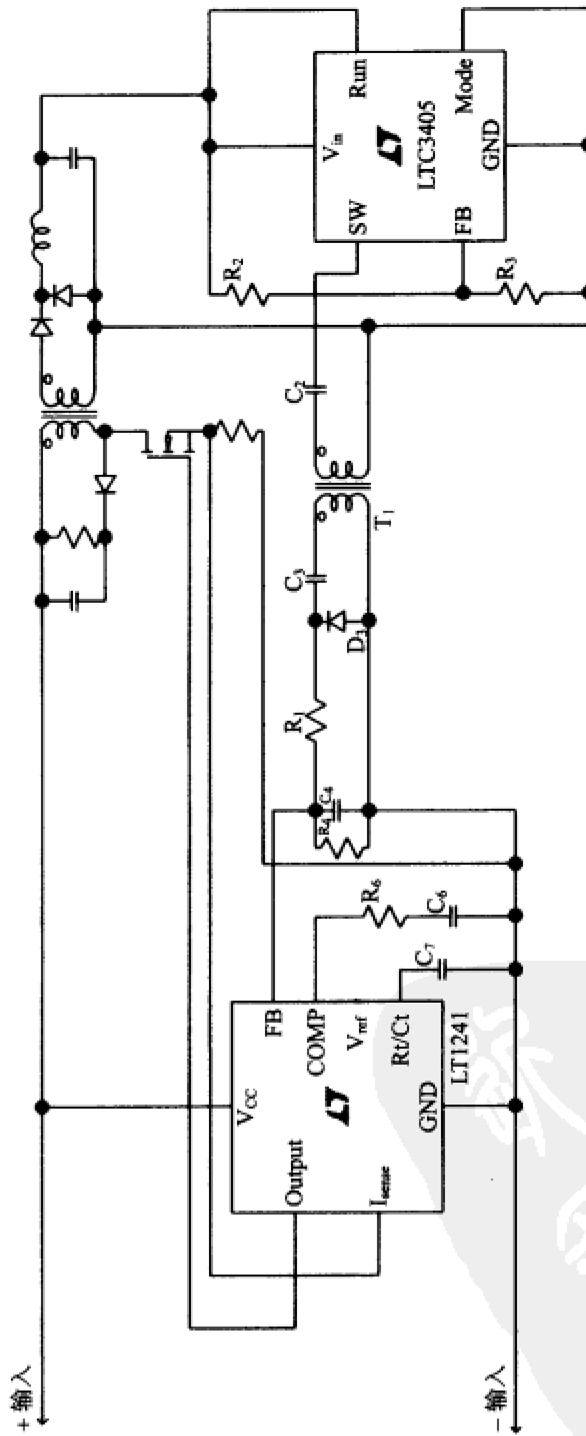


图5-4 标准PWM控制芯片在隔离反馈中的应用

代替UC1901的一种工作方式是使用一个高频的常规PWM控制芯片来驱动脉冲变压器和脉冲平均电路，图5-4是它的一个示例。低通滤波器(R_1、R_4、C_4)使用了一个小电容，使反馈电路不发生明显的延时。延时修正需要在闭环响应中增加一个极点。在脉冲变压器的一次侧使用C_2来避免磁感应电流问题。C_3和D_3组成一个直流修正电路。如果不加这个直流修正电路，则脉冲的直流幅值将随着占空比的变化而变化。因为根据伏秒法则，脉冲波形的各个部分面积应该相等。研究开关管驱动问题时，可参考第7章中详细介绍的变压器的伏秒特性。

116~117

图5-5表示出了在三种占空比下的采样电路和直流修正电路。在规则采样电路中，输出为高度大于0的波形(暗线)。两块阴影区域的面积是相等的，说明了交流波形正负两边的伏秒平衡。直流电流说明了输出为峰值减去二极管的正向电压。

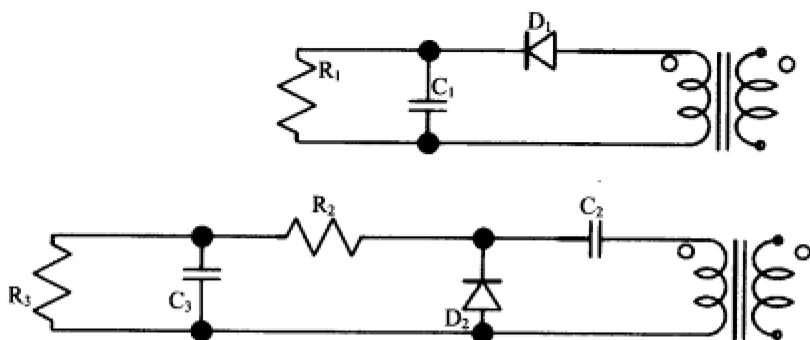


图5-5　三种占空比下的常规检测电路和直流修正电路

118~120

反激变换器保持输出电压与电感的匝数成正比。绕组给输出电容充电，直到它们的电压与绕组上的电压相等。用二次电路实现输出检测及给芯片供电是一个合理的方案。图5-6是一种有代表性的反激变换器。D_1、C_2为控制芯片提供辅助电源。选择反馈电阻(R_3、R_4)使控制芯片将输出电压稳定在12.0V。芯片电源上的滤波电容(C_2)给反馈环传递函数增加了一个极点，这样补偿变得更加复杂了。这种控制方法适用于调整不太严格的低功率电路。D_2两端的电压随输出电流而变化。当D_2电压下降得很严重时，输出电压也随着下降。输出电压的变化并不反映C_2的电压变化，所以在输出电流全范围内，调整不比输出二极管压降变化强。

自启动电路(R_2,C_2)提供芯片供电的初始电压，使用主变压器的辅助绕组为芯片供电，如图5-6所示。所有这五个变压器电路都有能够结合主变压器、利用自启动电路为芯片供电的优势。自启动电路可以在带有滞后欠压保护功能的芯片上使用。通过自启动电阻给芯片电源的电容充电，直到该电压达到芯片欠压保护的启用电压。这个电容必须储存足够多的能量以维持芯片工作几个周期，直到主电源工作正常后供应所有芯片工作和驱动开关管的电流。开关电源工作的时间里，通过自启动电阻一直保持充电电流。这导致了热效应及整机效率降低，而这种方法的优势是，电阻是很便宜的部件，与图5-2中所用的变压器相比，它的体积也很小。这套自启动电路是宽范围输入

电源的一种优秀设计。ST公司提供了一系列商业名称为"VIPer"的控制芯片，它们集成了自启动电路，也包括用于低功率场所的低成本运行的高压MOSFET开关。National Semiconductor、Linear Technology及其他公司也生产出了低功率的(小于20W)集成反激电路，只需要添加一些外围的整流器、电容和变压器，变换器就可以工作。

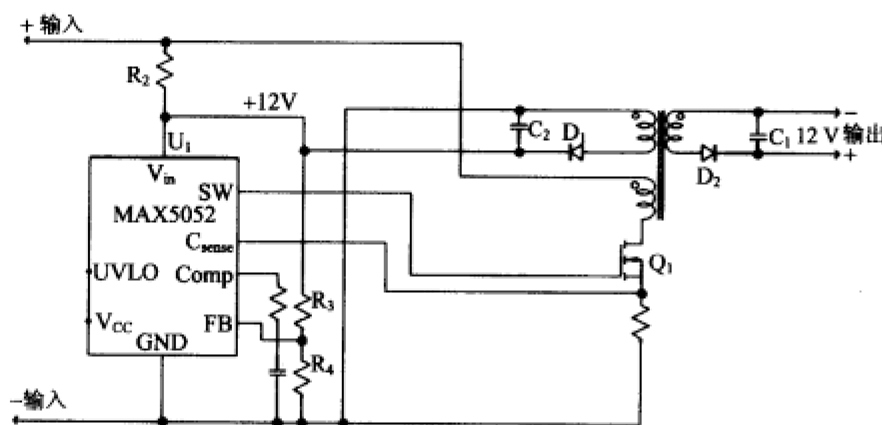


图 5-6 反激变换器中应用辅助电源的反馈

5.2 反激电路

反激变换器与Boost变换器工作原理相似，开关管导通时电感储能；开关管关断时将能量传递给负载。 121

磁心不适宜储存磁能，高效率的磁心在很低的磁应力下就饱和了，反激电路的能量实际上储存在气隙里。磁心提供了低磁阻通路将能量从绕组耦合到气隙中，能量都集中在磁心表面的气隙中。

图5-7表示的是图5-6电路中应用的一个典型三绕组铁氧体磁心。这个磁心的几乎所有的磁通都是从磁心材料内部流通的。实际磁心中，绕组周围将有少量的漏磁，但是三个绕组的基本磁通相等。

调用两个电感电压方程：

$$V = L\mathrm{d}i/\mathrm{d}t \text{ 和 } V = N\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$$

图5-6中开关管关断时，电流和磁通的变化与作用在一次电感上的电压成正比。 122 磁通的变化使得二次绕组上产生正比于绕组匝数的电压。由于感应电压是反向的，二极管阻止电流通过。开关管导通时，$\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$将瞬时改变极性。当$N\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$足够大以能够提供二极管正向偏置的电压时，二次电路开始有电流。结果具有最低V/N比的那个二次电路，将从这个磁场中获得很大的电流。一旦所有二次回路的V/N比相同时，每一个二次电路都将从磁场中获得电流。由V/N最低的电路所形成的电流，负责对各个二次电路输出电压进行实时调整。这也是可以选用其中一个二次电压代替主输

出电压作二次调整的原因。

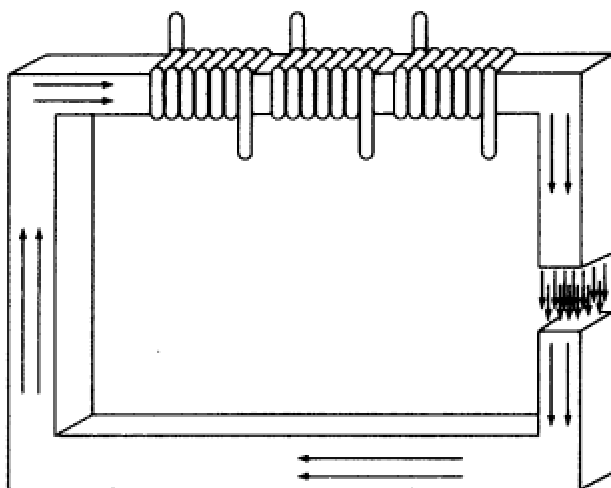


图 5-7　图 5-6 电路中应用的一个三绕组铁氧体磁心

反激电路可工作在连续或断续模式下。连续工作模式下，电感中的一个绕组中总是有电流流过；断续工作模式下，所有绕组中的电流和电感中储存的能量在周期中的某一部分时段都会归零。每一种工作模式都有它的优点和缺点。

连续工作模式的主要优势在于二次电流维持时间相对较长，这样只需要更小的滤波电容(可允许更大的 ESR)，一次电感只有较小的电流尖峰，因此，电感值的实现相对容易些。在相同的功率等级下，连续工作模式下的峰值电流大概只是断续工作模式下的一半。但是其理论上的缺点是控制环有一个右半平面零点，造成闭环回路补偿的困难。然而，环路增益并不取决于负载电流，它只与占空比和输入电压有关。电流型控制芯片在连续工作模式且占空比大于 0.5 的情况下，还需要考虑斜坡补偿问题。连续工作模式下，开关管的导通损耗是很明显的，因为在大电压下开关管一导通就有大电流通过。还有一个导通问题是由输出整流器的反向恢复引起的。反向恢复会在开关管导通时引起一个电流尖峰，图 5-8 表示出了图 5-6 中电路工作在连续模式下的典型波形。

123断续工作模式以更大的尖峰电流为代价获得了许多方便。因为开关管零电流导通，故导通损耗可忽略不计。在部分时段里，输出电流归零，所以开关管导通时没有二极管反向恢复问题。断续工作模式下控制环设计也相对简单。右半平面上没有极点，不需要斜坡补偿。然而，负载阻抗值是环路方程中唯一的因子。这使得它的开环控制比连续工作模式下更加困难。当采用合适的补偿并进行闭环控制后，这就不是问题了。而磁心中气隙的大小是断续模式中需要考虑的问题，因为大的电流尖峰更可能使磁心饱和。断续模式中磁心中的交流量也很大，因此磁心损耗也是需要考虑的问题。同时输出纹波也特别大，因为通过电容等效串联电阻的交流电流更大，而且电容必须124在更长的时段中完全为负载供电。设计的简化、可重复性及补偿使断续模式成为一个

合理的选择，尤其是对于低功率电路来说。图 5-9 给出了断续工作模式下的典型波形。与连续工作模式相比，断续工作模式还有更好的瞬态响应及更小的假负载。

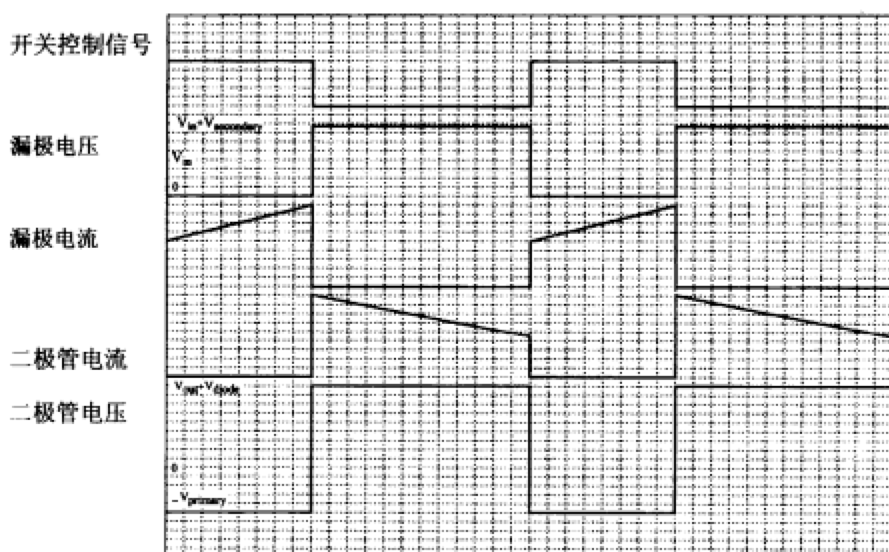


图 5-8 图 5-6 中电路工作在连续模式下的典型波形

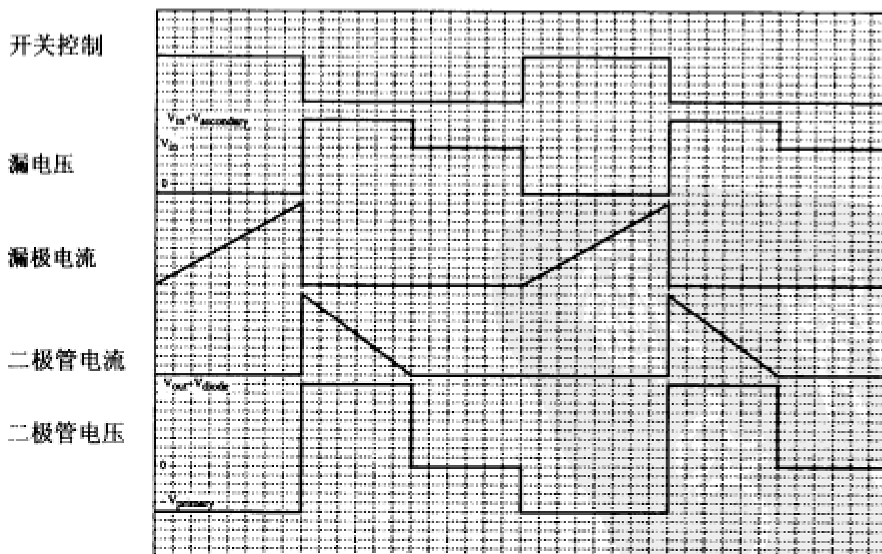


图 5-9 图 5-6 中电路工作在断续工作模式下的典型波形

开关电路有着与储能电感无关的寄生电感，这些电感是由电路线路和主电感的漏感产生的。寄生电感使一次绕组电压进一步提高，因此开关管击穿电压需要设计得比理论上的反向压降与输入电压之和更大。输出二极管导通时会有一段高伏秒时段，所以有一小段时间内 di/dt 非常大，这个大的 di/dt 将在一次侧引起电流尖峰。

变压器和二极管存在寄生电容，可能导致一些不好的后果。二极管关断时，二次电容和漏感在高频时可能发生谐振，硬恢复二极管尤其明显，谐振电路也将把交流波形传递回一次侧。

125

钳位电路的作用是减小开关管所承受的由寄生电感引起的电压应力。图5-10给了钳位电路限制开关管电压。电路A是一个钳位绕组，它将能量从变压器激磁电感返还给输入电源。绕组的匝数与一次绕组相同，使得开关管上的最大电压为2倍的输入电压。注意的是，D_1是与输入电源相连，而不是连在钳位绕组与地之间。这个电路非常重要，在绕组和地之间放置二极管，使电容对开关管的导通产生干扰。

126

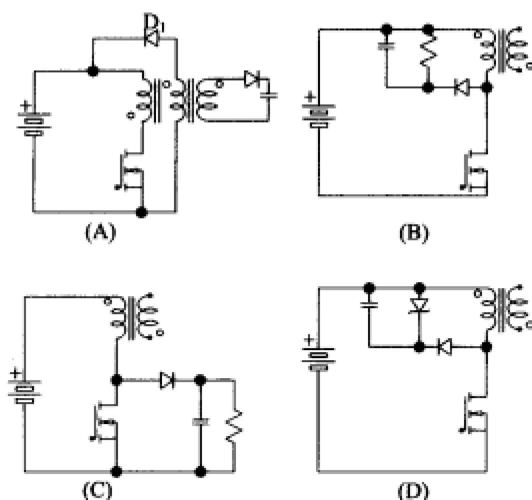


图5-10　限制开关管电压的钳位电路

电路B用电容电压对开关管电压钳位。RC电路的时间常数设置为几个开关周期，电容电压充电至由二次绕组产生的反向电压加上漏感引起的一些电压。这个电路的效率比钳位绕组低，因为所有的漏感能量和一部分一次绕组能量在电阻上消耗掉了。电路C和D是电路B的变形，电路D中跨在稳压管两端的电容是必需的，因为稳压管不是快速导通器件，稳压管电压必须设计得比二次电流所产生的一次额定电压要大。

缓冲吸收电路与钳位电路相似，图5-11是三种典型的缓冲吸收电路，均在电阻上损耗能量。电路A是一个简单的RC缓冲吸收电路，它在输出二极管关断时减小阻尼振荡。这个电容必须是很小的值，使得缓冲吸收电路在振荡频率下为低阻抗而在开关频率下呈高阻抗。RC缓冲吸收电路同样可以用在减小上升、下降斜率方面，如电路B所示。这个电路在开关管导通和关断时都有能量损耗。电路C是一个上升率缓冲吸收电路，能限制开关管关断时的电压上升率，主要让开关管漏极或集电极保持在一个较低的电压，使其在工作时消耗较低的功率。在正确的工作情况下，电容在每一个周期内都要充放电。这里的电阻也必须选一个较小的值。由经验法则设置RC时间常数为周期的10%。

127

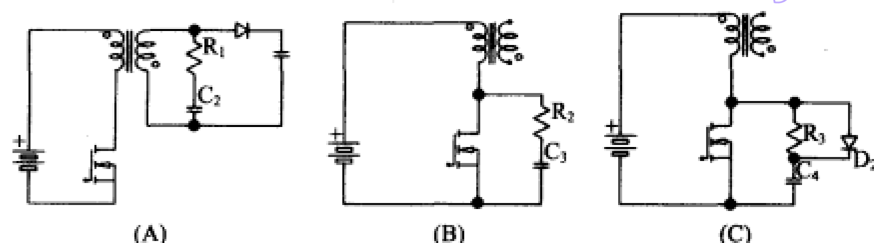


图 5-11 典型的缓冲吸收电路

所有这些保护电路中的二极管都需要有高的峰值电流能力以快速导通二极管。其中电容必须具有小的 ESR 和电感，以控制高的电流尖峰。陶瓷电容和薄膜电容为最佳选择。电阻必须具有非常低的电感值，不能使用绕线式电阻。钳位电路布线时需要避免寄生电感，避免产生新的振荡源。在详细分析开关工作细节时，第 7 章中将会再次介绍这些保护电路。

图 5-12 表示的是一个双管反激变换器，其中开关管可以选择较低电压应力的开关管。二极管 D_1 和 D_2 分别对两个一次绕组钳位。这样可以选择电压应力仅仅比输入电压高一些的开关管。因为能量都会返还给输入电源，钳位作用的效率非常高，T_1 是使用低压开关管所要附加的额外器件。变压器和一个电阻为 Q_1 提供必要的驱动，变压器同时驱动两个晶体管以保证它们的开关时间尽可能地相等。

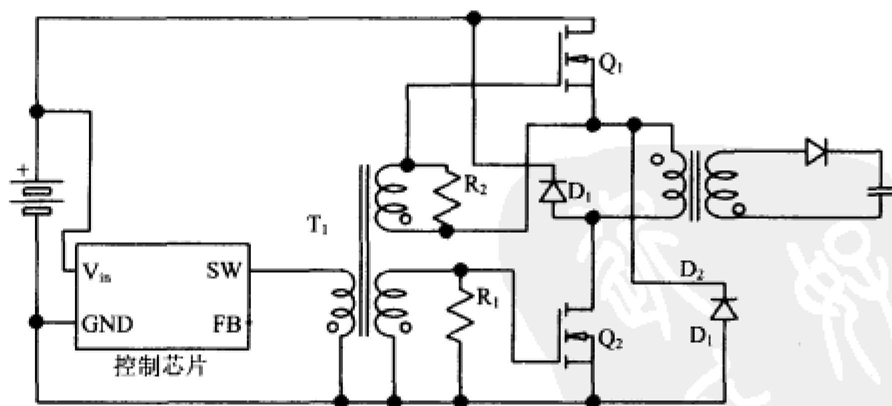


图 5-12 可使用较低电压开关管的双管反激变换器

128

5.3 实用反激电路设计

反激电路设计通常是一个迭代的过程。选择元件时首先做一个假设，接下来通过迭代得到它们的精确数值。反激电路设计步骤如下：

(1) 根据功率等级和材料预算选择控制芯片。

(2) 选择开关频率。

(3) 选择连续工作模式或断续工作模式。

(4) 根据输入电压范围选择最大占空比。

(5) 确定最大功率并选择开关管。

(6) 设计一次电感。

(7) 设计变压器匝比。

(8) 确认在最坏情况下,选择的开关管可以正常使用。

(9) 如果有自启动电路,根据充电电流选择自启动电容。

(10) 根据输出纹波要求,选择输出电容。

(11) 设计辅助芯片外围电路。

5.4 离线式反激电路设计范例

第一个例子是一个宽范围输入的反激变换器,输出为12V/1A。输出有±200mV的调整范围及100mV或更小的纹波。这个电路与许多100～240VAC输入、12V/400mA输出的电源很相似。为了克服铁心变压器体积大的缺点,这类产品将整个开关电源和功率插头集成到一个塑料盒子里,它的大小仅仅是美国标准两插头插座的几倍。图5-13给出了一个设计实例。

129

首先要做的事情是,去Maxim、TI和Linear Technology几家公司的网站上,以"flyback"为关键词查找控制芯片。

Maxim_NPP_PWM.pdf这个应用手册与上面的要求相匹配,然后可以发现MAX5052就是为要设计的精密型电路设计的芯片,这个芯片适合用在宽范围输入的中小功率场合,其主要优点是欠压保护电路有很大的迟滞功能。最低电压9.25V,而典型值是11.86V。这个较大的启动电压和关断电压差意味着,可以用更小的存储电容和更小功率的电阻来作为电源芯片的自启动电路。芯片把开关频率固定在262kHz,符合设计需要,周期是3.82μs。

断续工作模式是一个合理的选择,因为目标是简化设计。有两个可能的最大占空比供选择,MAX5052A的最大占空比为50%,MAX5052B的最大占空比为75%,初步选择最大占空比为50%。

输出和偏置供电整流管的电压应力可设计为2倍的输出电压加上二极管的正向压降。主要输出电压只有12V,所以主整流器的最大反向峰值电压可以设计为40V。可选用肖特基二极管以减小功率损耗。断续工作模式下峰值电流与平均电流的比例可能会很大,整流管峰值可选为10A。IRF30BQ040肖特基二极管可以承受40V的最大反向峰值电压和3A的正向平均电流。正向电压和瞬态正向电流相比,10A时正向压降是0.8V,而100mA时仅有0.25V。这个问题在整流专题里将要讨论。

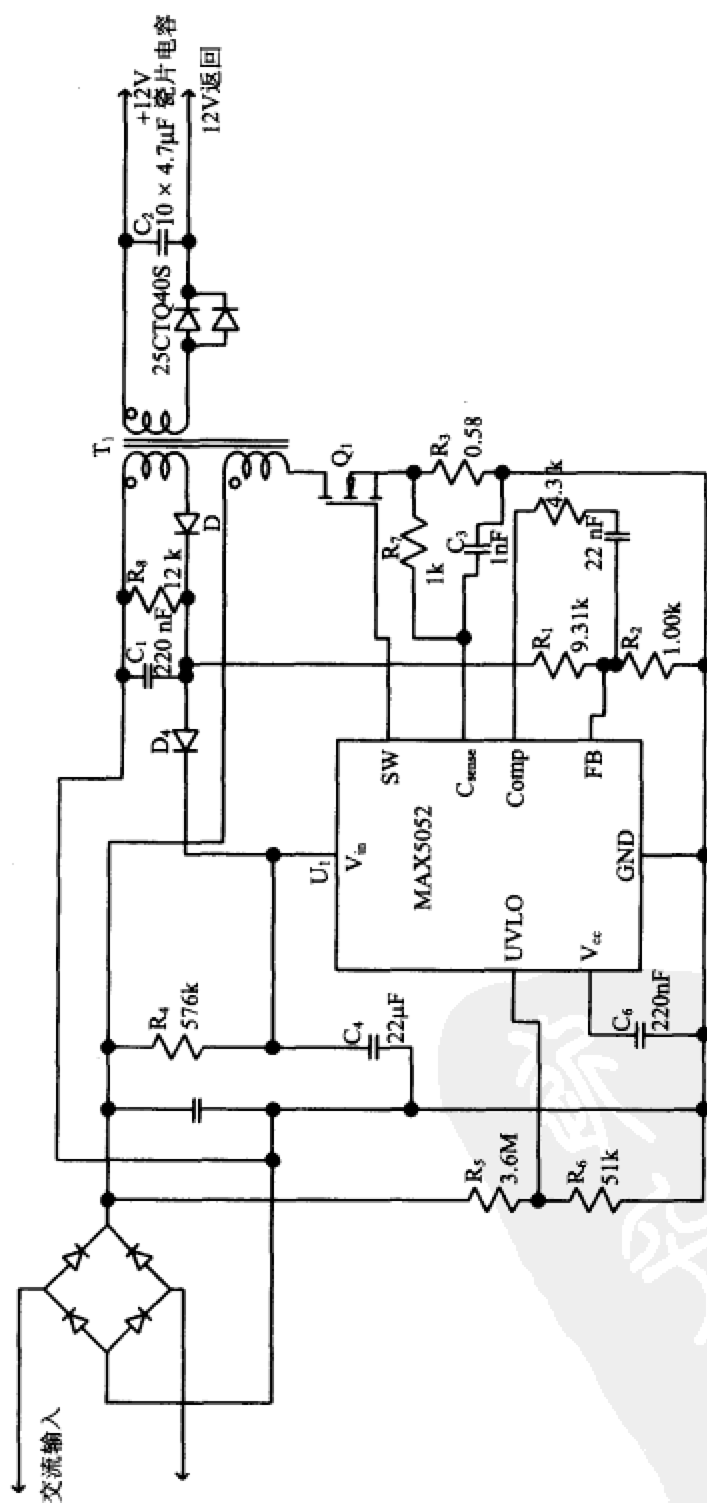


图5-13 应用MAX5052的12V隔离反激变换器

130~131

在改进输入输出电压的调整时，有两个方向可以考虑。第一个方向是找一个在大电流场合具有小压降的二极管；第二个方向是使用连续工作模式来减小输出峰值电流。在IR公司的网站上找到了型号为6CWQ03FN的双向二极管，它在不同电流时的正向压降变化不大。另外，每一个二极管只通过一半的电流量，因此该器件正向压降更稳定。这种二极管单管有30V的最大反向峰值电压和3.5A的电流能力，而且它的表面积相对较小。在25℃通过5A电流时，最坏情况正向压降是0.5V，完全符合需要。

选用12V的辅助电源是可行的，这使二次绕组相等。芯片最大需要2.5mA的电流，这样12.5V×2.5mA=30mW。假使驱动MOS管的功率为70mW。主输出功率近似为12.5V×1A=12.5W。这样总输出功率为12.6W。

最低输入电压(85VAC或115VDC带有10V纹波)时，开关管上电流最大。平均电流为12.6W/115V=110mA。假使峰值电流与平均电流的比例为10∶1，峰值电流为1.1A。在IR公司的网站上可以找到型号为IRBF20S的MOS管，其击穿电压为900V，平均电流为1.7A，这是一个很好的选择。现在可以计算开关管的驱动功率了，开关管被控制芯片以10.5V的电压驱动。开关驱动电流为总栅极电荷乘以频率或38nC×262kHz=10mA，驱动功率就是10mA×10.5V=105mW，这说明起初的猜想和实际值很接近。

占空比、匝比、一次电感与开关管电压应力相关。占空比越大就需要更大的一次电感，同时允许更小的匝比和更低的开关管电压应力。可以把一次电感选择为电路以50%的占空比工作在连续和断续模式之间，并且具有最低的开关管电压应力。在半个周期里，需要将12.6W的功率提供给负载。然而由于电流波形的原因，开关管导通时间里的平均电流是峰值电流的一半(可以参考图5-9中断续工作模式下的波形)。整个周期里的平均电流为$I_{Peak}\times 0.5\times DC$。这样，可计算出$I_{Peak}$为110/(0.5×0.5)=440mA。

132

在根据电感方程计算一次电感：

$$L=\frac{V\times\Delta t}{\Delta I}=\frac{110\times(3.82\mu s\times 0.5)}{440mA}=478\mu H$$

开关管关断时，磁心中储存的能量传递到输出。由于二次电感和输出电压都要设置峰值电流和di/dt，与Boost电路相比反激变换器设计时还要考虑一些其他因素。断续工作模式中，开关管再次导通前，全部的能量都需要传递给输出电路，这样就要设置dt的上限。可能需要的最大二次电感值要使dt与开关管关断时间相等。如果需要的话，可以把二次电感设计得小一些。一次、二次电感的比值决定了一次、二次匝比，二次电感越小，一次、二次匝比就越大，同时导致了更大的开关管电压应力。

首先，将Δt设计成开关周期的一半，再根据输出峰值电流来选择二次电感。主输出为12.5V/1.0A，输出电流波形如图5-9所示，是一个三角形，因此平均输出电流为$I_{Peak}\times 0.5\times(1-DC)$。这样，可以计算$I_{Peak}=1.0/(0.5\times 0.5)=4.0A$。再根据电感方程计算二次电感：

$$L=\frac{V\times\Delta t}{\Delta I}=\frac{12.5\times(3.82\mu s\times 0.5)}{4.0A}=5.96\mu H$$

如此，就可以根据两个电感值确定一次、二次匝比了。电感方程如下：

$$L = N^2 \times A_L,$$

因此，匝比和电感比值的关系式为：

133

$$\frac{L_P}{L_S} = \frac{N_P^2}{N_S^2}，也就是：\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} = \sqrt{\frac{456}{5.96}} = 8.75:1$$

再看电感方程 $V = N\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$，而且所有绕组的 $\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$ 都是恒等的，这样就可以根据开关管导通和关断时间来得到电压关系。

$$\frac{V}{N} = \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}，于是\frac{V_P}{N_P} = \frac{V_S}{N_S}或\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S}$$

这个方程和变压器方程很像，因为各个绕组都是耦合的。但是要认识到，电压是由绕组的电感决定的，而变压器方程仅仅在一次、二次绕组中同时有电流流过时才成立。

开关管导通时间里，二次反向电压被输入电压控制住，于是最坏情况下二次二极管的最大反向峰值电压为：

$$V_S = \frac{N_S \times V_P}{N_P} = \frac{1 \times 390}{8.75} = 45\text{V}$$

开关管电压最坏情况出现在开关管关断瞬间，等于最高输入电压加上一次反向电压。

$$390 + (12.5 \times 8.75) = 390 + 110 = 500\text{V}$$

这样二次二极管将出现过压，并将最小电压应力加在开关管上。通过减小二次电感增加匝比，可以减小输出电流的持续时间。可以把匝比增加 33%，看看开关管和二极管特性是不是更加合理。设定匝比为 12，二次电感就是 3.17μH。二极管的最大反向峰值电压为 390/12=32.5V，输出峰值电流为 7.5A，开关管电压应力最糟糕的情况下为 540V。为了选择输出二极管需要再使用一次迭代法。在 IR 公司的网站上搜索得到 25CTQ40S，它的封装和 6CWQ03FN 一样。25CTQ40S 有着更好的正向电压特性，并且最大反向峰值电压为 40V，有足够的裕量。

芯片启动电压典型值(21.6)与关断电压典型值(9.76)相差 11.86V。芯片自启动电路的最坏工作情况是，在最低启动电压时芯片启动而在最高关断电压时关断。最低启动电压为 19.68V，最高关断电压为 10.43V。相对来说电流是一个常数，芯片需要 2.5mA，而为栅极充电还需要 10mA。可以允许电源在 10ms 内将辅助电源的电压充到 10.43V。这样 12.5mA 维持 10ms 意味着需要 125μC 的电荷。根据电容方程 $Q = C \times V$ 和电荷变化方程：

134

$$Q_2 - Q_1 = 125\mu C - C \times V_1$$

$$C_4 = \frac{Q_2 - Q_1}{V_2 - V_1} = \frac{125\mu\text{C}}{19.68 - 10.43} = 13.5\mu\text{F}$$

经过舍入得到最接近的值 22μF。

此电容是必要的，因为在主电路输出与自启动电压相等之前，辅助电源中没有电流(当每一个绕组的 V/N 都相等时)。启动电阻(R_4)需要在快速启动和损耗功率之间

做一个折中的选择，可以把功率损耗限制在0.25W以降低热效应并保持整机的高效率。最坏情况的电压为390V−12V=378V，电阻需要选378×378/0.25=571k。则启动充电电流为378/571k=660μA。要达到启动点需要电荷22μF×20V=440μC，因此在高输入电压(240VAC)时需要0.67s充电时间，在低输入电压(100VAC)时需要2.6s充电时间。

下一步选择的是输出电容。这里又要遇到第4章无隔离电路中遇到的问题，在输出纹波问题中，电容容值考虑的优先级要低于电容的ESR值。这样，认为67%的纹波电压由ESR引起，而33%的由交流阻抗决定，根据这一点，认为ESR带来67mV的纹波。

$$\mathrm{ESR}=\frac{67\mathrm{mV}}{7.5\mathrm{A}}=8.9\mathrm{m}\Omega$$

目标电容为：

$$X_C=\frac{33\mathrm{V}}{7.5\mathrm{A}}=4.4\mathrm{m}\Omega$$

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times 262\mathrm{kHz}\times 4.4\mathrm{m}\Omega}=140\mu\mathrm{F}$$

在Digi-Key的目录表中，可以查找到Panasonic公司的CD系列7个8.2μF/16WV的电解电容可以满足ESR和纹波要求。从Panasonic公司的网站上可以找到4.7μF/16WV的MLC瓷片电容支持4A的电流，每一个电容的ESR为9mΩ。若使用这种电容，需要并联多个电容达到容值要求，这样ESR就非常小了。10个这种电容并联可能是比电解电容更好的选择。它们只有0.9mΩ的ESR。这样电容容值也只要求为45μF。一个铝电解电容就足以满足要求，因为总电流只有13mA。

135

注意，偏置电源带有两级被二极管D_4隔离开的滤波电路。在自启动时它们允许反馈脚上的电压跟随输出电压，因此内部软启动并不受自启动电压影响。在反馈部分，与反馈电容并联的电阻的时间常数非常小(3个周期时间左右)，使得反馈能紧密地跟随着主输出电压的变化。

反馈分压器根据资料中给出的方程计算：

$$V_{\mathrm{OUT}}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\times 1.23\mathrm{V}$$

根据最坏情况要求的电流峰值可以计算出电流检测电阻。算得在85VAC正常工作中的电流峰值为440mA。可以选择比这个值稍微大一些的值，以允许启动时较大的电流峰值。最后选择了500mA，于是：

$$R_{\mathrm{CS}}=\frac{0.29\mathrm{V}}{0.5\mathrm{A}}=0.58\Omega$$

在电流检测电阻和电流检测脚之间加一个小的滤波电路(R_7, C_3)以在开关导通时允许一些瞬态值存在。这样减少了因为瞬态值引起的误动作。这个电容值可以在实验中进行调整，甚至不需要这个电容都有可能。

这个芯片的驱动电路可流过650mA电流，因此不需要在开关管和芯片间加限流电阻。

补偿元件的设计都来自芯片资料，实际补偿需要在实验中调节以保证一个稳定的闭环系统。

136

电阻 R_5 和 R_6 设置了欠压保护值，这个引脚的电压达到 1.28V 以后芯片才开始工作，95V 的输入电压可启动这个引脚。R_5 的阻值非常大，UVLO 脚的偏置电流会影响 R_6 需要的电压。可以把输入电压和 R_5 看作是一个电流源，所以计算 R_6 时需要将这个偏置电流从 R_5 提供的电流中减去。芯片资料提供了这些电阻的计算方法。

5.5 非隔离式反激电路设计范例

下面的例子显示了车载系统中非隔离式反激电路的优点。车载系统对于电池充电时可在 11.5V 到 15.0V 运行。一些系统设计为工作在 13.6V±0.5V，这代表着一个完全充电的电池电压。这个例子是一个 13.6V/10A 的系统，它的输出纹波指标为 300mV，电压调整指标为 400mV。电路如图 5-14 中所示。

LT1680 是一个合适的控制芯片。它是为应用外部 MOS 管的高功率升压直流—直流变换器设计的，能够提供所以必要的电流模式 PWM 功能，并可直接工作在输入电压下。

167kHz 是一个合理的开关频率。这个芯片的最高工作频率是 200kHz，要避免那些不能控制因素的影响。开关周期为 6μs，因而工作频率比较低，于是高功率等级下的寄生效应比较容易处理，这样的频率同样可以获得价格合理的功率电感磁心。

对于这个设计来说，连续工作模式是一个合理的选择。输出电流近似于输入电流，因为输入电压范围是输出电压范围的＋10/－20％。选择连续模式使得峰值电流仅略高于两倍的输出电流。对于 10.5V 的输入，若将占空比设置为 50％，则当电压变化到 11V 时，有足够的裕量来保持稳定控制，而不需要斜坡补偿。首先，对最低输入电压，将占空比设置在 40％左右。基于最大占空比，根据芯片资料中的图表，选择定时电阻为 3k。再基于 167kHz 的频率和 3k 的定时电阻选择 2.2nF 的电容。

137

先把一个 60V 的肖特基二极管作为输出整流器件。电感的匝比接近 1∶1，认为匝比不大于 1∶2 是一个合理假设。IRF30CPQ060 最大反向峰值电压为 60V，有 30A 的电流能力，并且是一个双二极管。峰值正向电流可能近似为 20A，因此这个二极管符合要求。其中每一个二极管通过总电流的一半，正向压降为 0.55V。则最大输出功率为 13.6V×10.0A＋0.55V×10.0A＝141.5W。

当输入电压为 11.0V 时，开关管流过最大电流；而输入电压为 15.0V 时，开关管出现最大电压。开关管电压的经验值为两倍的最大输入电压。另一个经验法则是将开关管电流选择为两倍的平均电流加上纹波因子。将纹波电流设定为平均电流的 30％，以允许合理的瞬态响应。较小的纹波因子允许输出电容的 ESR 可以更大一些。平均输入电流为：

$$\frac{1}{DC}\times\frac{\text{负载功率}}{\text{输入电压}}=(1/0.4)\times(141.5\text{W}/11.0\text{V})=32.2\text{A}$$

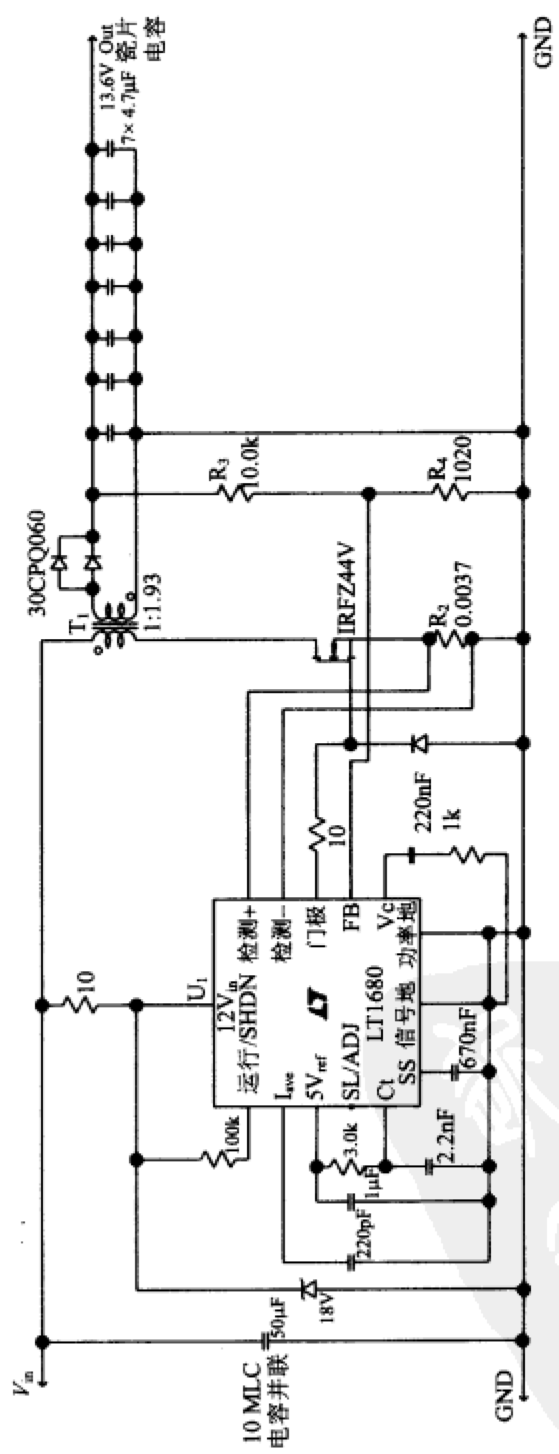


图5-14　汽车系统中的基于LT1680的13.6V非隔离式反激电源

一次峰值电流为 32.2×1.15＝37.0A（输入电流乘以波纹系数），电流纹波为 32.2×0.3＝9.66A。在第 4 章中使用过的 IRFZ44V 在此处使用也非常合适，它有着 60V 的 V_{DSS} 和 55A 的 I_D。

这时开始设计一次电感，根据预计的纹波电流、占空比和输入电压确定一次电感。再次利用重新整理的电感方程：

$$L=V\frac{dt}{dI}=11.0\times=\frac{0.4\times6\mu s}{9.66A}=2.7\mu H$$

从第 1 章中调用反激电路在连续工作模式的方程：

139

$$V_{OUT}=V_{IN}\times N\times\frac{DC}{1-DC}$$

根据开始的假设可以确定一次、二次绕组的匝比了。

$$N=\frac{V_{OUT}\times(1-DC)}{V_{IN}\times DC}=\frac{(13.6+0.55)\times(1-0.4)}{11.0\times0.4}=1.93:1$$

开关管最大电压应力为最高输入电压加上二次电压在一次侧的折算：15.0＋(14.15×(1/1.93))＝22.3V。由于开关管有足够的电压裕量，开关管没有必要使用钳位电路。开关管的最大损耗是峰值电流的平方乘以通态阻抗和占空比：(37A×37A)×0.016×0.4＝8.8W。加上开关损耗，实际上的损耗要比这个值稍微大一些。整流管的最大反向电压为最大输入电压乘以匝比：15.0V×1.93＝29.0V。开关关断时的二极管平均电流为输出电流除以(1－DC)：10A×0.6＝16.7A。输出电流峰值为输入电流峰值乘以匝比：37.0A×(1/1.93)＝19.2A。这些计算所得的数据显示，开始选择的半导体元件都是合适的。

同样将 67％的电压纹波分配给输出电容的 ESR，于是：

$$ESR=\frac{200mV}{19.2A}=10.4m\Omega$$

$$X_C=\frac{100mV}{19.2A}=5.2m\Omega$$

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times167kHz\times5.2m\Omega}=180\mu F$$

这些数据和上一个例子中的相似，需要同时使用瓷片和铝电解电容以满足对 ESR 和纹波电流的要求。使用上一个例子中的电容，并联足够多的数量就可以满足此例需要。纹波电流是对电容最明显的要求。7 个 4.7μF/16WV 的 MLC 电容仅有 1.3Ω 的 ESR，所以它们足够满足电压纹波的要求。使用这样多的电容并联会引起 EMI 问题和二次纹波电流增加的问题，除非布线非常严格。电容间连接线必须非常宽且短，这样可以减小线路寄生电感和线路环路面积。

140

电流检测电阻应该根据控制芯片的平均电流而不是峰值电流选择。从芯片资料里可以找到这个方程：

$$R_{CS}=120mV/I_{AVG}=0.12V/32.2A=3.7m\Omega$$

平均电流限制是由电流检测电阻和电流限制电容共同决定的。芯片资料里将这个电容设为 220pF。

输出电压方程：

$$V_{OUT}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\times 1.25\text{V}$$

用这个公式可计算出需要的电阻比值为 9.88 : 1。

可以把软启动时间设置为 100ms，根据芯片资料上的方程算得：

$$C_{SS}=0.1\text{s}/150\ 000=670\text{nF}$$

从芯片资料得到的补偿值，可以通过实验结果来改进。若占空比限制在 50%以下，则没有斜坡补偿的必要。

输入的大电流脉冲要求 ESR 非常低，以保证控制芯片电压的稳定。将输入电容选为与输出电容同样大小就可满足低纹波要求。在这种应用中，大的输入电流纹波让正激变换器成为更好的选择。

5.6　正激电路

正激变换器是一个单开关管变换器，利用变压器将能量从一次侧传递到二次侧。开关管导通时，能量从一次侧传递到二次侧。图 5-15 是一个典型的正激变换器。对正激变换器来说，钳位电路是必要的，因为开关管关断时所有变压器中的电流被截断，钳位电路为变压器激磁电感和漏感中的电流提供了一条放电回路。反激变换器中，开关管关断时，电流从二次侧流过，为磁心中的能量提供一条释放回路。钳位仅141仅是为了减小由漏感引起的开关管应力。

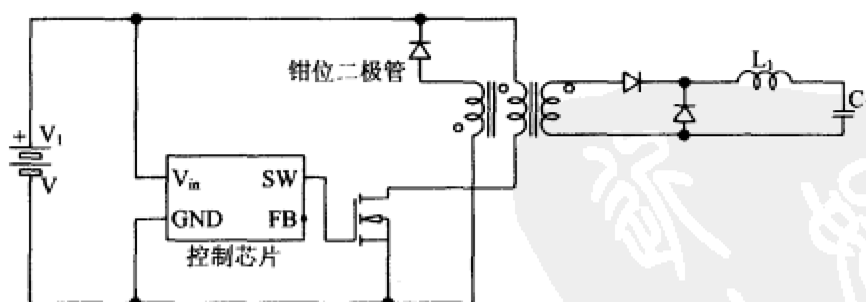


图 5-15　典型的正激变换器

图 5-10 中的任何一种钳位电路都可以应用在正激变换器中。反激电路中，钳位电路上存在一个由二次电压控制的电压，因为所有绕组的 V/N 比例都是相等的。这一条在正激变换器中并不适用。图 5-10a 中的钳位绕组保证了在激磁电流关断时，开关管电压为输入电压的两倍。而电路 B 和 C 中的开关管电压随着电阻上消耗的能量而不同。运用电路 B 和 C 时，设计最大占空比、变压器激磁电感量和 RC 时间常数时必须非常小心，要保证其电压不能超过开关管的电压等级。注意到电路 C 相当于一个 Boost 调整器，IR 应用手册 AN-939A 中对正激变换器中的损耗性钳位电路使用方法进

行了很好的阐述。

钳位电路的设计影响着正激变换器中开关管电压应力。当开关管导通时，激磁电感中储存的能量与伏秒数成正比；在开关管关断时间里，同样有和伏秒数成正比的储存在磁性电感中的能量被消耗掉。通过限制占空比可以控制开关管电压应力。然而，减小占空比会增大一次电流、输出电流和输出电压的峰值。钳位绕组的匝数和一次绕组大致相等，这样可以将开关管电压设置为两倍的输入电压。可以通过调整最大占空比和钳位绕组匝数来控制开关管电压应力。第二个例子中介绍了占空比大于50%的情况下，如何利用开关管上的高电压对变压器进行磁复位。钳位电路仅仅消耗电路本身的电感因钳位作用储存的能量。除了钳位电路中的电感，其他寄生电感，例如变压器漏电感，都会在开关关断时在开关管上产生额外电压，增加开关管的电压应力。 142

图5-12中同样的两个开关电路，通过将反激电感替换为变压器后，都可以用在正激变换器中。每个开关管的最大电压只比输入电压稍微高一些。这里，二极管再次将变压器激磁电感的反向电压钳位至输入。由于钳位电压不会高于输入电压，所以必须使占空比小于50%以保证磁心不会饱和。

5.7 实用正激变换器设计

正激变换器设计的典型步骤如下所列：

(1) 根据功率等级和材料预算选择控制芯片。

(2) 选择开关频率。

(3) 根据输入电压范围和输出电流纹波要求选择最大占空比。

(4) 选择输出二极管。

(5) 设计变压器匝比。

(6) 确定最大功率并选择开关管。

(7) 如果有自启动电路，根据栅极电荷要求选择自启动电容。

(8) 计算输出电感值。

(9) 根据输出纹波要求选择输出电容。 143

(10) 如果需要的话，设计辅助电源。

(11) 设计辅助芯片外围电路，包括反馈电路。

5.8 离线式正激变换器设计范例

第一个例子是一个宽输入的离线式正激变换器，输出5.0V/20A(如图5-16所示)。纹波电压要求小于100mV，电压调整要求为200mV。尽管在MAX5052的芯片资料中说，它最好用于50W的输出，但是如果能够驱动开关管，没有理由不能在更高功率等级下使用。我们选择50%作为MAX5052A芯片的最大占空比。在最低输入电压

下,45%的占空比也是合理的,它可以为100VAC输入的电源在最低输入时留下足够的裕量。目标是保持最小的输出电流纹波以将电压纹波保持在较低水平。可以将输出纹波电流标准设定在10%或2A。最简单的钳位是使用一个变压器的绕组和一个二极管(D_3),D_3必须是快速导通二极管。通过二极管的电流趋近于零,因此不用考虑其关断特性。

由于电感电流在整个开关周期内都从二极管上通过,输出电路会有一个恒定的二极管压降。在一般功率的低压输出电源中,肖特基二极管是一个较好的整流管。由于峰值电流为20A+1A的纹波,为了抑制峰值电流,可以选择双二极管。IRF30CPQ060型双二极管为TO-247AC封装,它可以通过30A的平均电流,并且最大反向电压为60V,流过20A的正向电流时其压降为0.7V。

运用第1章中重新整理的Buck变换器方程来决定需要的输入电压。

$$V_{IN}=(V_{OUT}+V_{Diode})/DC=5.7V/0.45=12.7V$$

输入电压最低时,这个电压将出现在二次上,故变压器的匝比为:

144

$$N=100V/12.7V=7.9$$

可以在输入电压最高的情况下,校验需要的占空比。输入电压为:

$$390V/7.9=49.5V$$

这意味着在输入电压高时占空比将为5.7/49.5=11.5%,可以确认所选择的二极管的电压电流等级是足够的。

需要传递的功率为5.0V×20A+0.7V×20A=114W。在输入电压最低时,开关管中流过最大的电流。开关管中的平均电流根据平均功率算得,峰值电流根据平均电流、占空比和纹波因子算得。

$$I_D=114W/100V=1.14A$$

$$I_{D\text{-}Peak}=1.14A/0.45\times1.05=2.7A$$

一旦所有的功率消耗源(辅助电源、开关损耗、变压器损耗、电感损耗和电容损耗)都考虑的话,开关管需要有比上面电流更大的电流能力。于是,需要一个900V/5A的开关管。IR公司型号为IRFPF40的MOSFET的V_{DS}为900V,I_D为4.7A,导通阻抗R_{DSON}为2.5Ω。栅极总电荷为120nC,因此栅极驱动电流为120nC×262kHz=32mA。

设计中可以较少地考虑自启动功率,允许更大自启动电阻上的损耗以减小启动时间。一个很好的经验法则是使系统在最低输入电压下500ms内启动。

吸收电流量是一个常数,芯片本身需要2.5mA电流,栅极充电还需要32mA。需要在10ms内使偏置电源充电到10.43V,这样,由345μC的电荷维持34.5mA的电流10ms。根据电容方程式计算需要的电容:

$$C_4=\frac{Q_2-Q_1}{V_2-V_1}=\frac{345\mu C}{19.68-10.43}=37\mu F$$

经过舍入取最接近的值39μF。

图5-16　典型的宽输入离线式正激变换器

145～146

达到启动点需要的电荷为：39μF×20V=780μC，这意味着在500ms内需要1.6mA电流为电容充电。用输入电压和电容电压之间的差值除以电流：90V/1.6mA=56k。高电压时消耗最大功率：$(390-20)^2/56k=2.5W$，此电阻需要是一个5W的功率电阻。

电感值由纹波电流、电压应力和占空比决定。电压应力为变压器电压减去二极管压降再减去输出电压。根据电感方程式：

$$L=V\frac{dt}{dI}=(12.0-5.0)\times=\frac{0.45\times3.82\mu s}{1.0A}=12.0\mu H$$

输出电容值由需要的纹波电压决定。若要求100mV的纹波，根据三分之一和三分之二法则选择ESR和电容：

$$ESR=\frac{67mV}{1.0A}=67m\Omega$$

目标电容为：

$$X_C=\frac{33mV}{1.0A}=33m\Omega$$

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times262kHz\times33m\Omega}=18\mu F$$

Panasonic公司FM系列中的A型电容是输出电容的一个很好的选择。在6.3WV等级下，没有容值接近18μF的电容。具有足够小的ESR和足够的纹波能力的最接近的电容是RRUFM0J122L型1200μF电容，具有1.56A的电流纹波并只有30mΩ的ESR。

辅助电源在正常工作情况下，需要提供12V左右的电压，并且不能超过30V。二极管D_1和D_2需要是具有60V最大反向电压的肖特基二极管。辅助电源是不受控的，主输出和辅助电源之间没有耦合。自启动过程和主输出发生瞬态变化时，辅助电源电压可能会飘升到很高的电压，稳压管D_4的作用就是通过吸收电流，使辅助电源电压控制在芯片电压限制范围之内。稳压管应设得足够高，正常工作情况下不导通。由于电感电流近似为常数，因此可选择较小的纹波值。快速瞬态响应是不必要的，主输出瞬变时，低纹波减小了输出电压的振荡。可以为电源选择5%的纹波电流，或34.5mA×0.05=1.7mA。

147

在最低输入电压时，计算电感值和电源的匝比。

$$V_{IN}=(V_{OUT}+V_{Diode})/DC=12.7V/0.45=28.2V$$

$$N=100V/28.2V=3.6$$

$$L=V\frac{dt}{dI}=(27.5-12.0)\times\frac{0.45\times3.82\mu s}{1.7mA}=16mH$$

最后一步是设计反馈电路。用标准的4N27光耦和TL431稳压器来为控制芯片提供反馈，并为TL431设置很小的前馈补偿，这样可在控制芯片的反馈引脚上提供一个极点。实际的补偿值需要通过在实验室对样机电源的测试和调试来决定。

电流检测元件和欠压补偿元件的选择方法和反激变换器部分中MAX5052的例子相同。

5.9 非隔离式正激变换器设计范例

汽车中应用的反激变换器例子中的电流等级非常高，输入电流包含许多大的窄脉冲，输出中也包含了许多大的窄脉冲。正激变换器可以通过允许占空比超过50%来减小输入、输出纹波。如图5-17所示，下面例子将介绍这种电源的组成。

离线式正激变换器中的占空比被变压器磁复位电压和开关管击穿电压限制在50%以下。当占空比为50%时，反向电压可以和输入电压相等。前面提到的汽车应用的例子里，可以使用高电压应力开关管。高反向电压使变压器在很短一段时间里就能实现磁复位。

一开始，先采用与反激变换器例子中一样的要求，用同样的控制芯片。选择167kHz的开关频率，周期为6μs。

148

11.0V输入下，可以将最大占空比设置为75%。数据资料认为不同的控制芯片的最大占空比是不同的，从70%～78%变化，这里选择了中间值75%。由计算可得，在最坏的情况下需要80%的占空比。开关管导通和关断时间内，伏秒平衡。开关管导通与关断时间之比为80/20，因此开关管关断时，变压器一次的反向电压为4倍的输入电压，这样可把与钳位绕组的匝比设为4∶1。最高输入电压时，开关管的耐压应该为5倍的输入电压(钳位4倍加上输入电压)，则最小耐压为15.0×5=75V。从IR公司的网站上可以找到100V或150V的MOSFET。由于瞬态量的存在，为了留有足够的裕量，应选用150V的开关管。IRF3415是TO-220封装，150V的V_{DSS}、42mΩ的导通阻抗和43A的I_{DSS}。IRF3315与IRF3415类似，但更廉价，在100℃时它可以通过15A的电流。

作为输出整流器，150V的肖特基二极管是一个合理的选择。由于目标是减小输入、输出纹波，变压器初、二次匝比可能接近于1.5∶1。然而，变压器复位时，可以允许这个反向电压等于4倍的输入电压，这意味着二极管的反向恢复电压将达到输入电压与匝比乘积的4倍，这至少需要一个最大反向电压为90V的二极管。一个最大反向电压为150V的二极管可以在变压器匝比上升到2.25∶1时，留有裕量。

二极管可以选用IRF 30CPQ160，PRV150V/30A，与在反激变换器中使用的二极管是同一个系列的。可将输出峰值电流设计为11A有2A的纹波。每个二极管通过部分电流，正向压降为0.7V。于是，最大输出功率为13.6V×10.0A+0.75V×10.0A=143.5W。

149～150

根据第1章中整理过的Buck变换器方程决定输入电压。

$$V_{IN}=(V_{OUT}+V_{Diode})/DC=14.35V/0.75=19.1V$$

最低输入电压时，二次电压必须满足的要求。变压器匝比为：

$$N=19.1V/11.0V=17.4$$

在高输入电压情况验证占空比要求，输入电压为：

$$15V\times1.74=26.1V$$

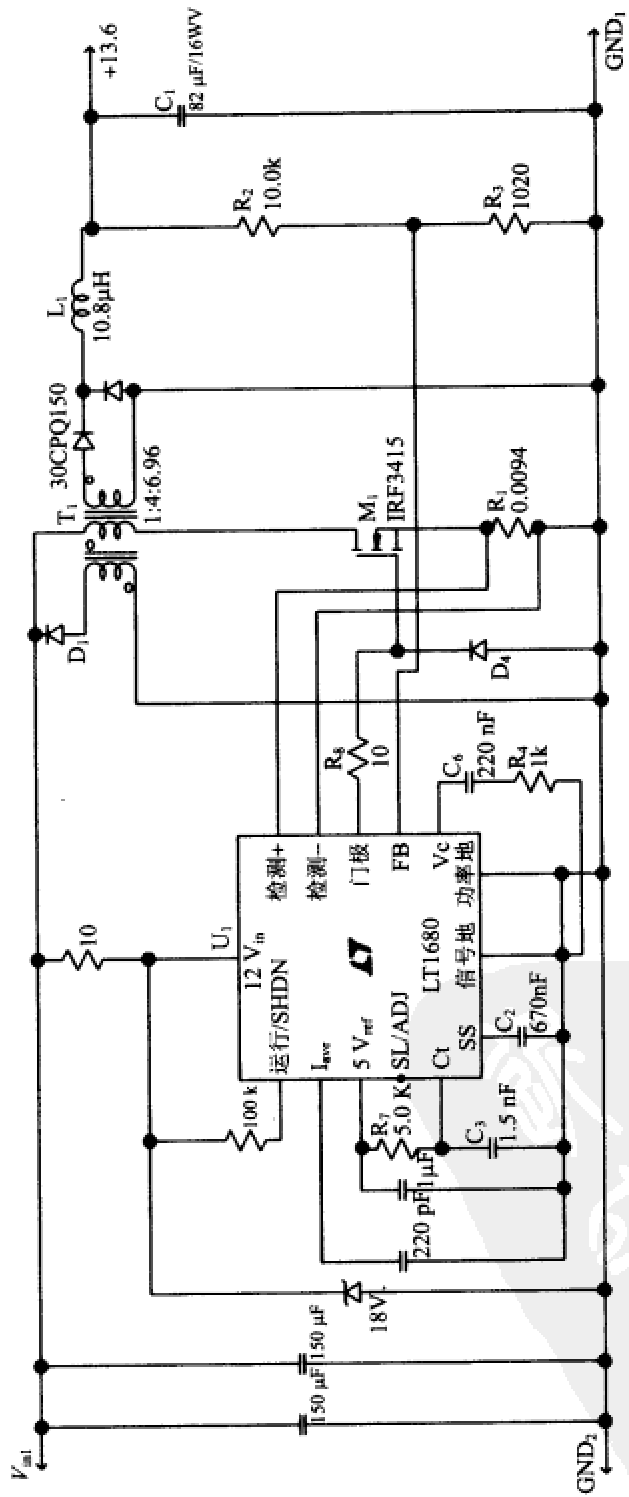


图5-17 13.6V输出的非隔离式正激电源

这意味着在高输入电压情况下，占空比为 14.4/26.1=55%。在全部工作范围内，电源需要斜坡补偿。最大输入电压 15V 乘以匝比(4∶1×1.74∶1)，得到 104V 的反向电压。证明了前面所选择的二极管电压等级是足够的。

电感值由纹波电流、实际电压和占空比决定。实际电压为变压器电压减去二极管压降。根据电感方程：

$$L=V\frac{dt}{dI}=(18.4-13.6)\times\frac{0.75\times 6\mu s}{2.0A}=10.8\mu H$$

输出电容值由纹波电压要求决定。由于要求纹波电压小于 300mV，纹波电流小于 2A。根据三分之一和二分之一法则选择 ESR 和电容：$ESR=\frac{200mV}{2.0A}=100m\Omega$

目标电容值为：

$$X_C=\frac{100mV}{2.0A}=50m\Omega$$

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times 167kHz\times 50m\Omega}=19\mu F$$

使用一个 82μF/16WV 的 Panasonic 的 WA 系列聚合物电解电容，很容易满足纹波电流和 ESR 要求。这种电容是表面固定封装，有 39mΩ 的 ESR 和 2.5A 的纹波电流。对于三角波来说，纹波电流有效值近似等于峰峰值的一半，因此，输出电流纹波近似为 1A。

平均输入电流为 141W/11.0V=12.8A。输入电流实际上是 12.8/0.75=17A 的矩形脉冲。电流有效值为：

$$I_{RMS}=I_{IN}(DC-DC^2)^{1/2}=12.8(0.75-0.56)^{1/2}=5.6A$$

151

两个 150μF/20WV 的 Panasonic 的 WA 系列聚合物电解电容可以用作输入电容。这种电容是表面固定封装，有 26mΩ 的 ESR 和 3.7A 的纹波电流，因而与反激设计的要求并不相同，反激设计中要求输入纹波有效值为 9A，输出纹波有效值为 4.8A。正激变换器与反激变换器相比，只需要更少更廉价的滤波电容。

对于这个控制芯片，电流检测电阻值由平均电流而不是峰值电流决定。根据芯片资料里的公式：

$$R_{CS}=120mV/I_{AVG}=0.12V/12.8A=9.4m\Omega$$

平均电流的上限由电流检测电阻和电流限制电容共同决定的。芯片资料里将这个电容设为 220pF。

输出电压和软启动计算方法与反激变换器相同。

希望将最大占空比设置为 75%，因此根据芯片资料中的图表可选择一个 5k 的定时电阻。另一个图表指出，在 167kHz 工作频率下可以选择一个 1.5nF 的电容和这个电阻匹配。对于电流模式的控制芯片，占空比大于 50%时，需要斜坡补偿。LT1680 芯片提供了内部斜坡补偿，对本例中的电源，这个补偿已经足够。

5.10 推挽电路

推挽电路不适宜使用电压型控制芯片，因为变压器的一次绕组一旦发生磁通不平衡，会导致整个变压器饱和。电流型控制器可以控制不平衡且限流。一个变压器绕组连接一个开关可比其他绕组带动更大的负载，但磁心中的总磁通由每一个绕组的最大电流决定。

图5-18是典型的推挽变换器。注意，二次侧使用了中心抽头全波整流，推挽电路152要求全波整流。由于在每一个半周期内，仅有一个二极管工作，因此大多数电路使用中心抽头变压器和双二极管。应用桥式结构可以简化变压器，但在每一个半波周期，都存在两个二极管压降，且一共使用了4个二极管。然而，铜材料比硅要便宜得多。

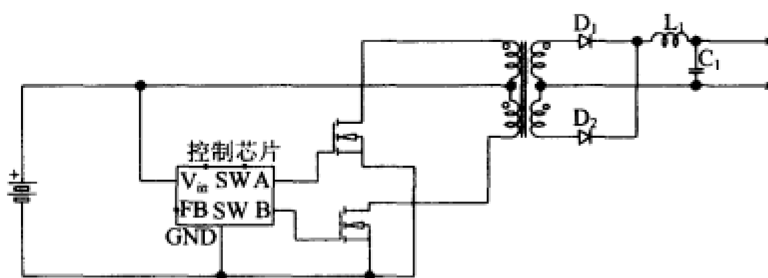


图5-18 典型的推挽变换器

应用电压型控制芯片时，由于变压器的平衡问题，推挽电路的优势打了一个折扣。基于电流型控制芯片，推挽电路在中功率场合应用比较广泛。在开关管电压问题不需要考虑时，推挽电路适用于任何负载功率等级。

与桥式电路相比，其一次侧需要两倍的匝数，因此它比半桥变压器复杂得多。推挽电路中开关管要承受两倍的输入电压应力，而半桥电路中的开关管仅需承受输入电压。推挽电路相对于半桥电路的最大优势在于开关管都不需要隔离驱动。推挽电路中不需要钳位电路，因为两个开关管关断时，有一个输出二极管连续导通，这样激磁电流就可以流通。开关交替关断时，激磁电流被强制降为零。

153开关频率是两倍的振荡频率。每一个开关相当于一个单开关正激变换器。双极型驱动使有效占空比翻倍，且输出滤波器的工作频率是两倍的开关频率。

控制芯片需要提供两相输出脉冲交替驱动开关管。另外，若两个开关管同时导通，则电路会发生十分严重的问题：如果同时导通，变压器上将要通过非常大的电流。推挽电路的控制芯片必须在两个交替导通区之间设置死区，以保证在一个开关管导通之前，另一个开关管已经关断。

5.11 实用推挽电路设计

推挽电路设计的典型步骤如下所列：

(1) 根据功率等级和材料预算选择控制芯片。

(2) 选择开关频率。

(3) 根据输入电压范围选择最大占空比。

(4) 选择输出二极管。

(5) 计算输出电感值。

(6) 设计变压器匝比。

(7) 确定最大功率并选择开关管。

(8) 根据输出纹波要求选择输出电容。

(9) 如果需要的话，设计辅助电源。

(10) 设计辅助芯片外围电路，包括反馈电路。

下面是一个推挽电路设计的例子，设计中将 48V 隔离转换为 5V/20A，纹波为 100mV。图 5-19 是这个推挽电路的设计。

搜索为推挽电路或桥式电路设计的控制芯片，只得到少量结果。大多数第一代和第二代电流型控制芯片(如 1846)具有所需的功能，但是需要非常多的外围元件。市场上并没有很多为推挽电路或桥式电路设计的现代控制芯片。这一市场上，有些厂商仅仅生产几种应用在推挽电路或桥式电路的芯片，而且其中没有现代先进的控制芯片。可以理解，这是因为仅仅很小一部分开关电源市场需要 200W 以上功率的设计。 154

这个例子中选择 LM5030 作为控制芯片。它是一个 10 引脚贴片封装的芯片，在离线或高压场合应用。与大多数现代控制芯片一样，为了实现外围电路的简化，其内部集成了大多数需要的功能。对于大功率系统，200kHz 是一个合适的频率，再高的频率就需要考虑开关时间问题和二次、三次效应。高频下可以设计更高功率的变压器，但也必须为控制环节(如布线，变压器设计和半导体器件选择)的设计投入更多精力。LM5030 的芯片资料给出了不同频率下定时电阻的选择图表，200kHz 时应使用一个 26kΩ 的电阻。开关管工作在 100kHz，输出滤波器工作在 200kHz 下。

在非隔离式正激变换器设计时，将占空比设置在 50%以上可以明显地减小输入电源纹波，而对输出纹波没有作用。这里的有效占空比是单开关占空比的两倍。可以将单开关占空比取为 40%，那么 200kHz 下输入输出的占空比就是 80%。这个大占空比是合适的，因为 48V 输入电源的输出需要合理的调节。为输出电感设置 1A 的电流纹波，使输出电容的等效串联电阻需求最小化。大占空比还有一个优势是可降低输出二极管的最大反向电压要求，可预料反向电压比两倍的输出电压小，因此 20V 的二极管是足够的。IR 公司的肖特基二极管具有 15V 和 30V 电压等级，可以选择其中的 32TCQ030 双二极管，它具有 30V 最大反向电压和 30A 的电流等级，20A 的正向电流时的压降为 0.5V。

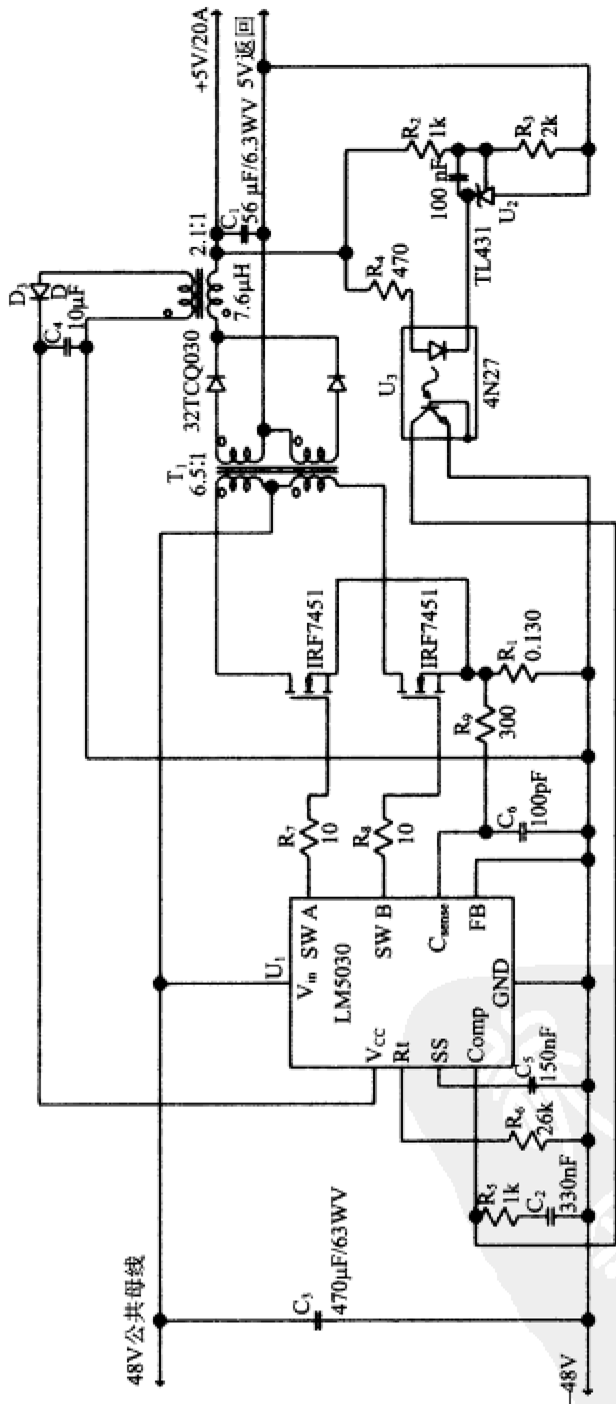


图5-19 隔离推挽电路的设计

155
~
156

根据第1章中重新整理的 Buck 变换器方程来确定要求的输入电压。

$$V_{IN}=(V_{OUT}+V_{Diode})/DC=5.5\text{V}/0.80=6.9\text{V}$$

最低输入电压时，二次电压必须能够满足此要求。这样得到变压器匝比：

$$N=48\text{V}/6.9\text{V}=6.96$$

选择6.5，使用一个稍微小一些的占空比，这样明显简化了设计，使变压器设计更加合理。每一个变压器的二次绕组用2～3匝，而一次绕组需要13或20匝。

电感值由纹波电流、实际电压和占空比决定。根据电感方程：

$$L=V\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}I}=(6.9-5.0)\times\frac{0.8\times5\mu\text{s}}{1.0\text{A}}=7.6\mu\text{H}$$

输出电容值由需要的纹波电压决定。若要求100mV的电压纹波和1A的电流纹波，根据三分之一和三分之二法则选择 ESR 和电容：

$$\text{ESR}=\frac{67\text{mV}}{1.0\text{A}}=67\text{m}\Omega$$

目标电容为：

$$X_C=\frac{33\text{mV}}{1.0\text{A}}=33\text{m}\Omega$$

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times200\text{kHz}\times33\text{m}\Omega}=24\mu\text{F}$$

Panasonic 公司 S 系列贴片型电解电容 56μF/6.3WV 具有仅 9mΩ 的 ESR，因此电压纹波明显低于100mV。这个电容有3A的电流纹波能力。

电源的输入功率近似为117W(85%的效率)。当占空比为80%时，平均输入电流为2.4A，峰值电流为3.1A，有效值为1.24A。Panasonic 公司 FC 系列 470μF/63WV 的电容具有低的 ESR(小于1Ω)，且有足够的纹波电流能力。开关管需要能承受至少两倍的输入电压，为了留有裕量，V_{DSS} 选为最接近的150V。IRF3315S 是一个 D_2PAK 器件，有更大的电流和电压等级。IRF7451 是 SO-8 封装，它的连续额定电流为3.6A。由于每个开关管的平均电流为总电流的一半，因此对于小功率等级的设计是足够的。 157

反馈电路使用 TL431 来驱动光耦 4N27，在 TL431 和控制芯片的补偿引脚上都加有补偿。这个控制芯片有内置斜坡补偿，不必外加。

这里使用的电源 Vcc 与以往的不同，它是在主滤波器电感处放置一个辅助绕组取得的，与反激变换器中的方法相同。注意，辅助电源绕组是有极性的，滤波电路放电时，辅助绕组充电；滤波电路充电时，辅助绕组两端的电压不完全依赖48V输入电压。输出滤波电路放电时，二极管将扼流圈两端的电压钳位为近似于输出电压。由于输出电压是精确调整的，控制芯片的辅助电源也是精确调整的，可以算是最佳辅助电源。对于离线式电源，问题是滤波电感绕组之间的安全隔离必须与主变压器绕组间的安全隔离一样。本例中电源电压为 2.1×5－0.7＝9.8V，芯片供电电压只随输出电流变化而轻微变化。

电流检测电阻由芯片资料中的信息计算得：

$$R=0.5/I_{PK}=0.5/3.8=0.130\Omega$$

在电流信号脚放置一个小的RC滤波器，防止因为瞬态而产生错误的电流信号。

软启动脚提供了一个10μA的电流源，将软启动电容充电到0.5V。如果使用30ms软启动，则需要一个0.15μF的电容。

5.12　半桥电路

158

半桥电路应用于200～1000W的离线式变换器中。图5-20是典型的半桥变换器。

电容分压器(C_2,C_3)是电路的主要部分，提供了等于输入电压一半的电压。和推挽电路一样，开关交替工作，使不同方向的电流通过变压器的一次线圈。半桥电路的优势在于其开关管只承受一倍的输入电压加上一些瞬态电压。由于只需要一个一次绕组，变压器一次侧也比推挽电路简单。

注意，开关管和变压器一次之间有一个耦合电容(C_4)，以确保一次磁通不发生不断上升，变压器也不会饱和。当两个储能电容由115V的全波倍压电路充电时，输入二极管交替地将电容充电至输入的峰值电压。每一个电容上的电压都有电压平衡措施，以保证中心抽头电容电压对称。有时开关管和变压器之间的耦合电容可能不必要。然而，若储能电容由宽范围输入或240V的全波桥式电路充电，储能电容连接点处的电压就成为相对电容值的一个因数。中心电压是一个"软"值，由电路工作情况和电容值决定。这样就需要使用耦合电容，以确保变压器不致饱和。耦合电容上有一半输入电压的电压应力，并承受全部一次电流。于是，要选择一个能流过全输入电压范围交流电流的交流电容。

图5-20给出了另一种保证电容中心电压对称的方法。一个和二次绕组(平衡绕组)匝数相同的绕组通过二极管D_5、D_6与输入电源相连，电路运行使两个绕组与两个电容串联，如果绕组上的电压不相等，电流通过平衡绕组使两个电容电压相等。平衡绕组的电流典型值为100mA，因此这个绕组可以使用细线绕制。

159～160

因为上管需要隔离驱动，所以半桥电路比推挽电路更复杂。电流模式控制需要一次绕组串联一个电流变压器，需要全波整流来检测各个开关管上的电流。注意，每一个开关管两端都有钳位二极管。可以使用MOSFET的体二极管，但是体二极管的导通、关断特性都很差，最好使用快速二极管以避免其体二极管导通。

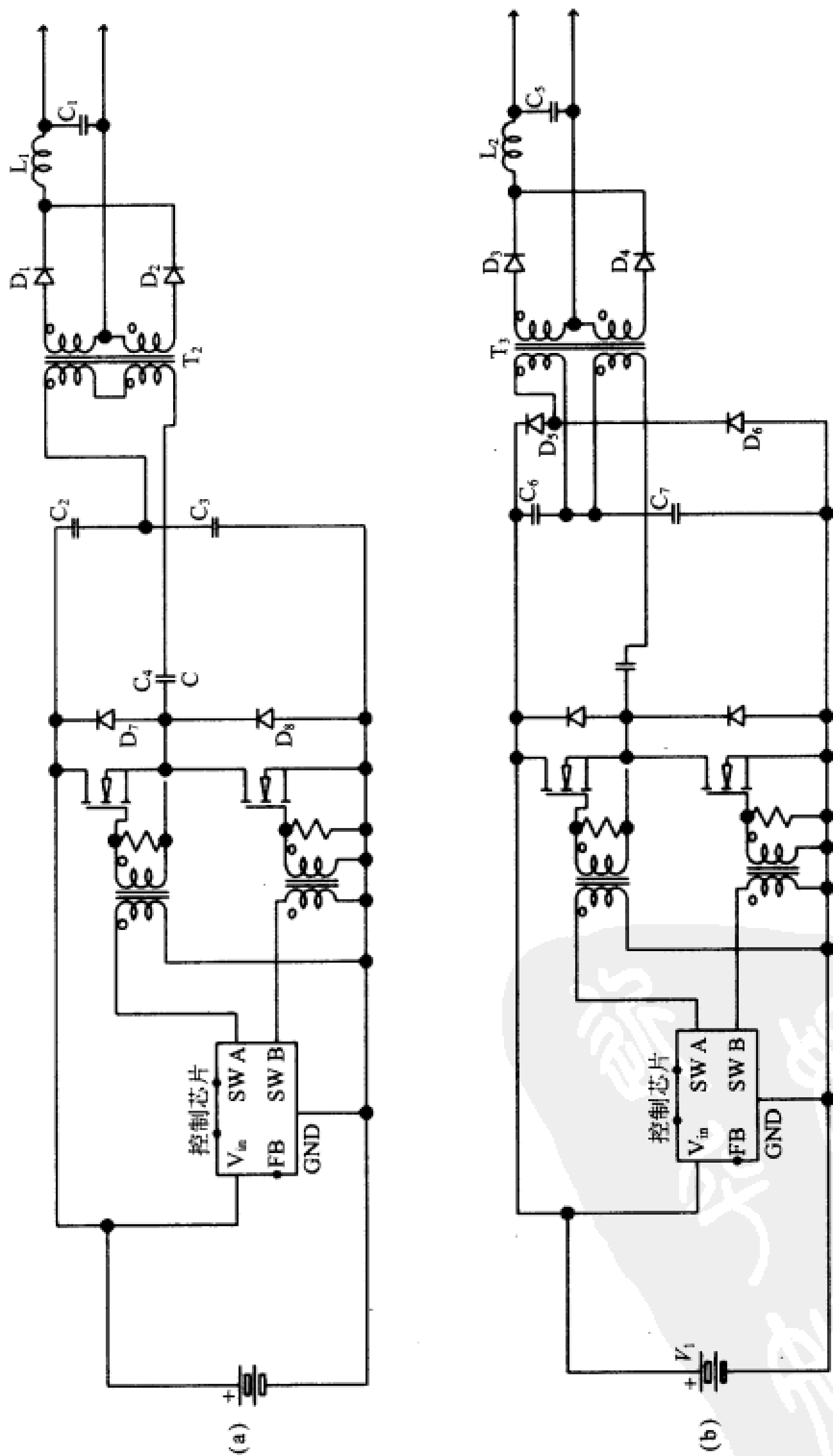


图5-20 （a）全波倍压模式工作的典型半桥电路；（b）全波桥式输入的平衡电路

5.13　实用半桥电路设计

半桥电路设计和全桥电路设计步骤相同，桥式电路设计的典型步骤如下所列：

(1) 根据功率等级和材料预算选择控制芯片。

(2) 选择开关频率。

(3) 根据输入电压范围选择最大占空比。

(4) 选择输出二极管。

(5) 计算输出电感值。

(6) 设计变压器匝比。

(7) 确定最大功率并选择开关管。

(8) 根据输出纹波要求选择输出电容。

(9) 如果需要的话，设计辅助电源。

(10) 设计辅助芯片外围电路，包括反馈电路。

下面是一个离线式半桥电路设计的例子，宽范围输入，输出为12.0V/40A，纹波为100mV。图5-21是这个半桥电路的设计。National Semiconductor公司的LM5030芯片对于这个电源是一个很好的选择。再次选择100kHz的频率以简化设计，并保持高效率。

选择最大占空比为40%，在最大占空比下，以输入为直流100V开始设计电感。设置输出电流纹波目标为4A。当输出二极管的反向电压为100V时，输入接近18V；当反向电压为390V时，则输入电压可近似为70V。IR公司的80CNQ080A具有80V最大反向电压和80A的电流等级，在40A的正向电流时的压降为0.8V，因此在满载输出时，二极管消耗32W的功率。

161

根据第1章中重新整理的Buck变换器方程来确定要求的输入电压。

$$V_{IN}=(V_{OUT}+V_{Diode})/DC=12.8V/0.80=16.0V$$

整流管上最大电压为62.4V，以上选择的二极管是足够的。高输入电压时，输出电路的占空比将是20%。输出电感为：

$$L=V\frac{dt}{dI}=(15.2-12.0)\times\frac{0.8\times5\mu s}{4.0A}=3.2\mu H$$

变压器上的电压为一半的输入电压。这样得到变压器匝比：

$$N=50V/16.0V=3.2$$

电路中的损耗是非常大的，其中二极管损耗是开关电路损耗中的主要部分，而且电路的其他损耗也至少有20W，这样开关电源的输入总功率为532W。当输入电压低时，输入平均电流为5.32A，峰值电流为6.65A。于是，开关管需要承受450V的V_{DSS}和至少7A的I_{DSS}。IRFP344的V_{DSS}为450V，I_{DSS}为9A，导通阻抗为0.63Ω。栅极总电荷为60nC，因此栅极充电电流为12mA。

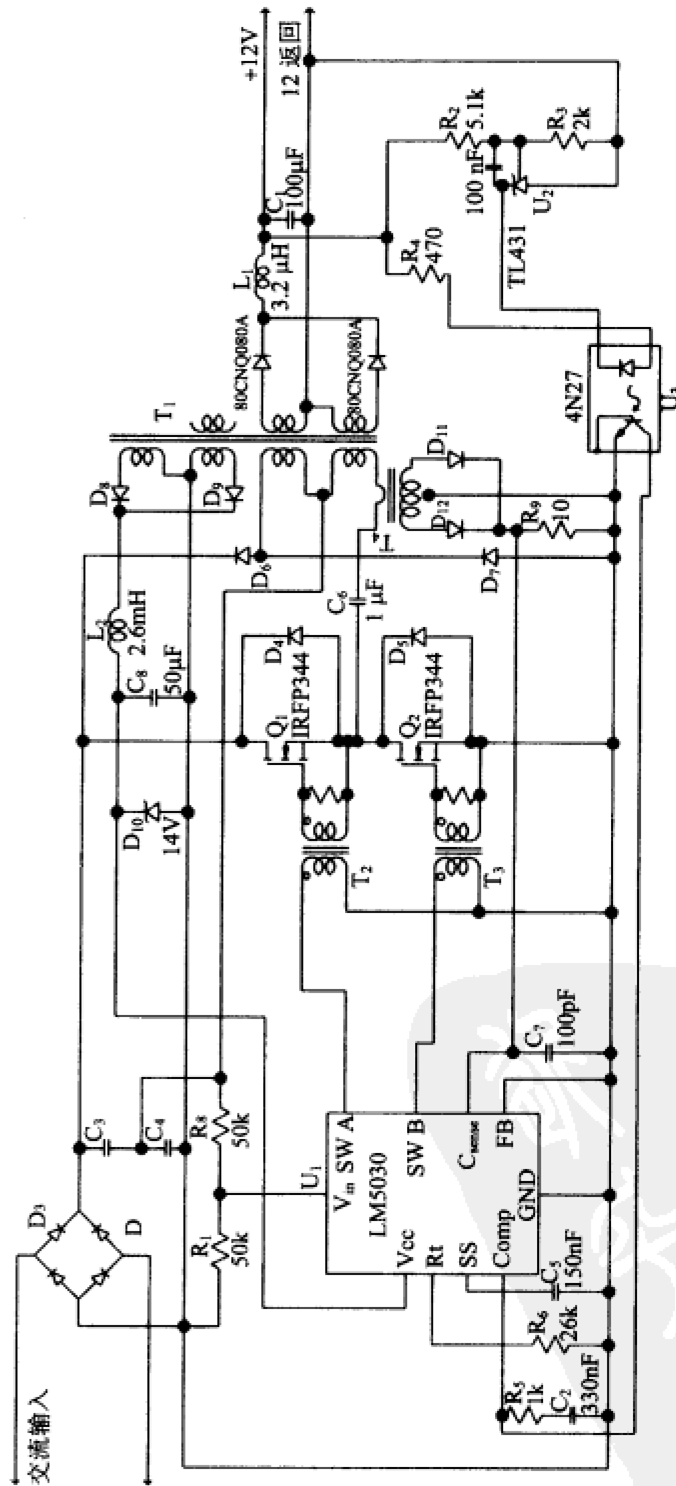


图5-21 12.0V/40A的离线式通用电源的半桥设计

输出电容值由需要的纹波电压决定。若要求100mV的电压纹波和1A的电流纹波，根据三分之一和三分之二法则选择ESR和电容：

$$ESR=\frac{67\text{mV}}{4.0\text{A}}=17\text{m}\Omega$$

目标电容为：

$$X_C=\frac{33\text{mV}}{4.0\text{A}}=8.3\text{m}\Omega$$

163

$$C=\frac{1}{2\times\pi\times200\text{kHz}\times8.3\text{m}\Omega}=96\mu\text{F}$$

再次发现，即使输出电流很大，其滤波电容也是很小的。

设计中需要辅助电源，而且芯片电源的输出应该与主输出没有关系。最好设计一个电路得到接近需要的电压，并调节成所需电压。芯片供电和驱动开关总共只需要15mA的电流。设计一个12V输出的辅助电源，并使用稳压管保证电压不会超过芯片的最大供电电压16V。那个线圈将和主输出的匝数相同，而且可以用细线绕制。将纹波电流设置为5mA。

$$L=V\frac{dt}{dI}=(15.2-12.0)\times\frac{0.8\times5\mu\text{s}}{5\text{mA}}=2.6\text{mH}$$

用于开关电源的大部分的50μF电解电容都具有小的ESR，能够为芯片提供低纹波电压。选择一个适当的电阻，将芯片电源充电至7.7V以开始正常工作。电压降到6.1V以下，芯片停止工作，因此在自启动时需要一个大电容为芯片供电直至辅助电源工作正常。启动时电流非常大，只需要两到三个周期，辅助电源就可为芯片提供足够的电流，因而低输入电压启动时，通过电阻提供1mA的电流就足够了。

这里的电流检测较以往电路中的电流检测有很大不同。以往都是通过接地采样电阻来取得电流信号，而桥式电路需要将电流检测变压器(T_4)串联在主变压器一次，或者用电流检测变压器直接检测输出电感电流，但那样电流检测变压器需要完全安全隔离。电流检测变压器再使用全波整流测量每个开关管上的电流。

电压反馈电路与推挽电路中相同。

5.14 全桥电路

164

全桥电路主要在500W以上功率等级的开关电源中应用，是最复杂、最昂贵的离线式开关电源。一般仅仅在一次电流太大，以至两个开关管不能工作在如此大的电流时，才选择全桥电路。全桥电路使用两个开关管和钳位二极管代替半桥电路中的两个电容，两个上管都需要隔离驱动。计算变压器匝数时，要用整个输入电压而不像半桥电路中只用一半。全桥电路中只使用一个输入滤波电容，而不是两个，而且这个电容(C_3)的容值要比半桥电路中的电容值小。通过用一个小电容代替两个大电容，补偿了全桥电路中增加的半导体器件成本。另外，全桥电路中的开关管不是太昂贵，因为它的电流等级是半桥电路中的一半。图5-22给出了一个全桥电路设计的例子。

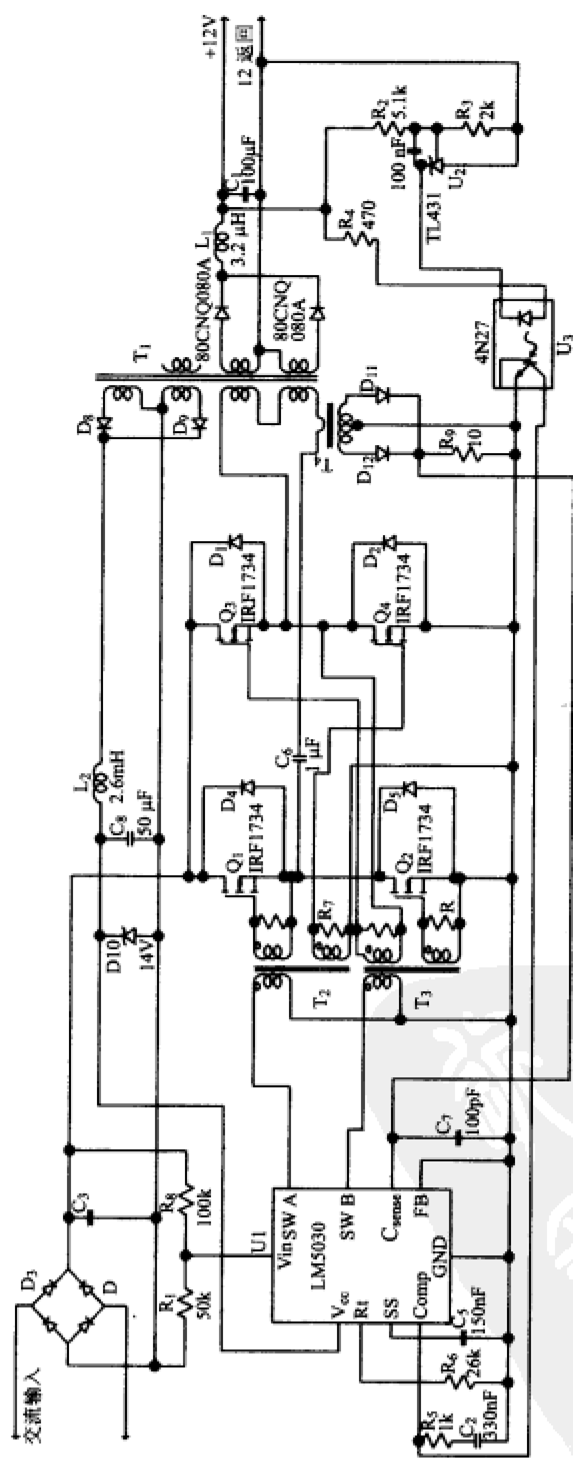


图5-22 全桥电路的设计(图5-21的变形)

可以将半桥电路的例子重新设计成一个全桥电路，主要参数的设计和计算都一样。第一个变化的是变压器的匝比。

$$N=100\text{V}/16.0\text{V}=6.3$$

第二个变化是开关管的选择。输入平均电流为2.66A，峰值电流为3.33A。较小的电流等级，则可选择更便宜的开关管。2004年，每一个IRFP344要2.33美元，而一个IRF1734只要0.94美元。IRF1734是一个450V/3.4A的开关管，在这个设计中具有足够的裕量。若图5-21和图5-22中的变压器用同样的一次绕组，这个变压器在两个电路中都可以应用。

与单开关电路和推挽电路相比，两种桥式电路的结构都复杂得多。全桥电路中每个脉冲变压器要驱动两个开关管，而半桥电路中则只要驱动一个。

166



第 6 章　无源器件的选择

如果你是在设计低频或低功率模拟电路，电容就是电容，其特性不会发生改变。但是对于开关电源而言，情况并非如此。大电流和高频率会对所选择的电容产生显著影响。在第 3 章讨论电源输入级的铝电解电容以及用于 EMI 滤波的电容时，我们已经谈到了电容。在这里，将详细讨论应用于开关电源的各种电容。

6.1　电容的特性

电容的主要特性是在充电后，能够存储电荷。然而，实际电容的模型是由电阻、电容和电感组成的，图 6-1 给出了实际无极性电容和有极性电容的等效电路。

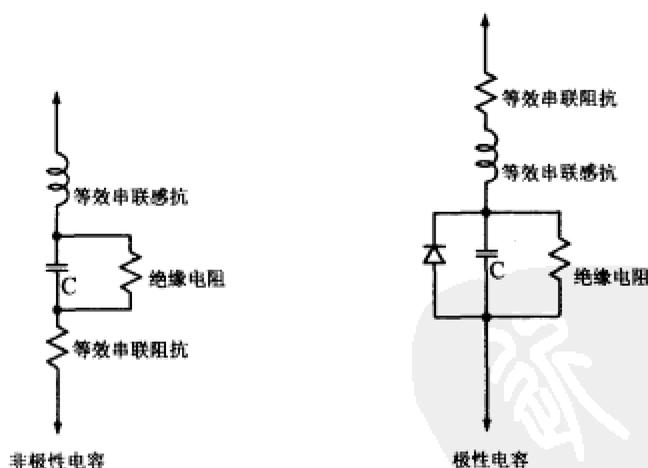


图 6-1　实际无极性电容和有极性电容的等效电路

注意有极性电容包含了一个寄生二极管，在电容极性接反时允许电流流过。该二极管是实际存在的，由用作金属板和介质的金属及其氧化物组成。由于具有金属和氧化物介质的特性，所以构成有极性电容的金属也称为“瓣膜金属”。用瓣膜金属组成的电容有铝电容、钽电容和铌电容。

对于电容的等效电路，首先必须关注的是电容的容值、等效电感(ESL)和等效电阻(ESR)。同时还必须关注每种电容的失效模式，以确保系统具有足够的可靠性。每种电容都有各自的失效模式。在其参数中，损耗因数、tanδ 和阻抗是描述电容损耗特性

的三个参数。

图6-2给出了决定电容器损耗的参数之间的关系。注意，这三个参数都取决于X_C和X_L。由于X_C和X_L都具有频率特性，所以损耗参数也具有频率特性。同时，也要注意外部因素，例如电压和温度，这些因素影响容量也影响损耗参数。损耗因数可由下式表示：

$$DF=\frac{ESR}{X_C}\times 100$$

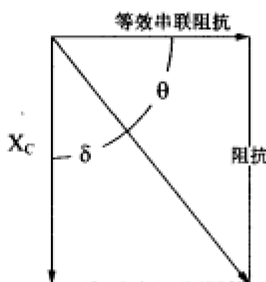


图6-2　决定电容器损耗的参数之间的关系

根据经验，对于纹波电压，一般要求DF值必须大于或等于67%。

170

tan δ和功率因数之间是镜像关系。功率因数由角度的余弦决定，而角度由阻抗和ESR决定。tan δ是该邻角的正切三角函数。

$$\tan\delta=\left(\frac{ESR}{X_C}\right)$$

阻抗则是由ESR和X_C与X_L组成的矢量长度。第4章和第5章的例子中，我们用ESR和X_C来确定纹波电压，利用其阻抗的幅值进行估算。

纹波电流和ESR有关。由于交流电流流经电容，有功功率消耗在ESR上，从而引起电容温度升高。不同的电容制造技术，有着不同的功率损耗和温升。

6.2　铝电解电容

铝电解电容是最老的大容量滤波电容，广泛应用于开关电源中。电解电容方便制成大容量、高额定电压和小体积的电容，这是其最大优点，特别适用于工频与音频范围。

所有的铝电解电容都由一层铝金属箔片(作为阳极)、一层纸(作为隔离介质)、一层铝金属箔片(作为阴极)和另外一层纸介质，按照三明治方法制成。这些薄片都绕成卷心筒形状，固定在一个密封的容器内。出脚就焊接在阳极和阴极的金属箔片上，以便与外电路相连。阴极和阳极的金属箔需要经过化学腐蚀，以增加金属箔片的表面积，从而增加电容容值。经此处理过的高电压电容的容值可增加20倍，低电压电

容的容值可增加100倍！铝电解液的电介质是由粘在阳极箔片上的铝氧化物组成的，介质的氧化深度决定了电容的电压等级和最后的电容量。氧化层是在电解池中对箔片和电解液通电氧化得到的，而阴极金属箔片经过腐蚀后，会暴露更多的铝，以能够充分与液体电解质接触。这些液体电解液是电容实际的负极。

171

这种卷成筒状的三明治夹层浸泡于盐电解液中。通常而言，盐电解液都是乙二醇、二甲替甲酰胺或γ丁内酯，而盐通常是硼酸铵或其他的硼酸盐，电解液决定电容的温度额定值。箔片吸收了电解液后，将其放置在铝容器中。对于小电容，制造过程中在容器的底部设置一个橡皮软塞以密封电解液，同时也可提供一个安全气门。对于大电容，则由酚类或者聚酰铵纤维来密封，安全气门通常是塑料封口的一部分。另外，在铝容器上制造一些刮痕，于是容器将沿着划痕线分开而产生安全气门。电气连接同样经过电容的底部。在电解液中注有少量水，使得电容可以自我修复。当发生故障时，水会被电解为氢气和氧气，氧气和铝就发生化学发应，生成氧化铝，对电容进行修补，氢气就通过气门挥发到大气中。

过热是铝电解电容的主要失效原因。当电容中心的温度达到电解液的沸点时，内部压力上升，部分电解液通过气门挥发掉。电解液的挥发会导致电容的ESR增加，致使电容产生更多的热量，形成正反馈，导致在高温下电容迅速失效。电解电容的失效根源在于电解液的丢失。

等效电路中的二极管是一个齐纳二极管，电压上升到超过额定值时，电容最终导通，流过电流，维持一个相对稳定的电压。电容既承受电压又流过电流，将产生大量的热量，导致温度快速上升，使电容失效。该等效二极管的反向压降大约为1.5V，若电容反接，很可能由于发热而失效。

介电常数随着频率的增高而减小，所以电容的容值跟随频率的增高而减小，而电解液仍然是电容ESR的决定因素，但ESR会由于频率和温度的升高而减小。

172

低温下研究ESR的温度系数及电容容值方面的关系非常重要。通常而言，ESR在－40℃时大约增加100倍，容量大约减小40%，具体数值由电容的温度额定值来决定。低温下增大ESR还会使电容的纹波电流额定值减小。

在开关电源的滤波电容和离线输入滤波电容中，首要考虑的参数是纹波电流额定值。纹波电流流经ESR，产生热量引起电容内部温度升高。一个电容的内部温度在其极限温度附近工作一两个星期后，它就会失效。因此，选用一个铝电解电容的时候，必须根据制造商提供的参数，确保能够在满足裕量和寿命的要求下，具有足够的可靠性能。一般说来，额定温度为85℃的电容在85℃条件下工作，寿命仅有2000h。这样的电容若用在连续工作几年的服务器中，必须具有足够的温度降额来确保寿命要求。在环境温度最高仅有80℃的场合，常常使用105℃/2000h的电容。留出25℃的降额使用的目的是工作在该温度(80℃)下电容的寿命可以增加1000倍！

铝电解电容通常没有表面贴装封装，虽然回流焊的温度可以造成电解液蒸发，并且气化的化学物质会腐蚀容器，一些制造商也生产表面封装的铝电解电容，但其自动

焊接的流程是很呆板的。

铝电解电容的电感主要来自其引脚。SMT料的ESL最低，为20nH数量级；而轴向引脚的ESL很大，为200nH数量级。开关频率下，ESL并不是一个很重要的问题，因为电容的阻抗主要由ESR决定。

6.3　固体钽电容和铌电容

173　固体钽电容主要用于对体积要求严格的场合。与铝电解电容相比，钽电容的最大电压定额要低很多，最大工作电压通常在30～50V，具体值决定于制造商的生产流程。铌电容的生产流程和钽电容的类似，它们的特性也很相近，其主要优点是可制作为表面贴装封装，因为其能够满足回流焊的温度条件。

固体钽电容采用金属氧化物作为电介质，这跟铝电解电容是类似的。钽电容的阳极是由小的钽金属颗粒和黏合剂组成的混合物。这个混合物被压制成金属片状毛坯，里面包含一条钽金属导线。该毛坯经加热后，从黏合剂中拉出来，留下一个具有较大表面积的多孔金属结构。毛坯在高温下粘结成块，将钽颗粒熔化成多孔固体结构。高温下，将毛坯浸泡在酸性溶液中，并通以电流，可以生成五氧化钽电介质。电流的大小和通电时间的长短决定了氧化层的厚度，也决定了电容值。电容在使用时，氧化物表面的杂质引起漏电流。氧化过程中，钽金属和五氧化物之间也会生成钽氧化物，这种结构类似于“金属－绝缘体－半导体”的肖特基二极管结构。正是这种结构，使得电容在反接时的物理特性跟二极管的一样。再将毛坯浸在硝酸锰溶液中，以大约250℃的温度烘烤。这会形成作为电容阴极导体的二氧化锰层。在二氧化锰的接触表面上涂石墨，然后再在石墨上涂银，最后封装的电容阴极焊接在带银的环氧上面。而通孔型钽电容中，阴极引脚直接焊接在银层上。

钽电容的典型失效是短路，在失效后通常伴有着火。当电容失效时，从二氧化锰释放的氧气会加剧燃烧。电压尖峰（甚至在工作电压范围内）能够在电介质上引发沉174　淀带，接着电容吸收电流，产生热，导致热失控。

钽电容在降低超额使用时间的时候，失效率很低。只要电容没有超额使用，与铝电解电容一样，在没有磨损的情况下具有很长的使用寿命。钽电容的ESR随频率的增加而减小。低频时，ESR由接触物质（主要是石墨）和二氧化锰的电阻组成。相对于ESR而言，ESL非常小，所以可忽略不计。电容和ESR都与温度有一定关系，但比起铝电解电容，温度对它们的影响则要小得多。

为了降低钽电容浪涌失效，常常按照其额定电压的50%降额使用，而铝电容实际上可以承受超过其额定值的电流浪涌和电压，12V电路中常使用35WV的钽电容以降低过冲失效。AVX公司有很好的应用说明（surgtant. pdf），具体介绍了如何对钽电容进行降额使用，以减少过冲失效。

AVX公司生产铌电容系列是基于氧化铌而非金属铌。氧化铌是导体，而五氧化

铌是绝缘体。相对于用铌金属或者钽制成的电容而言，氧化铌制作的电容提高了可靠性，燃点也较高。铌金属的特性和钽金属类似，但它不能作为钽的替代品。而铌电容的使用更广泛，这是由于铌比钽更便宜，也更容易获得。

6.4 固体聚合物电解电容

固体聚合物铝电容是低ESR电容中的超级明星，它们的结构和铝电解电容类似。但它们最大的额定工作电压仅有25V，远远低于液体铝电解电容。这些电容也叫有机电解电容。用聚合物电极替代二氧化锰，可得到固体聚合物钽电容。固体聚合物电解电容比液体电解电容更加适合于回流焊的温度，这是它的主要优点之一。 175

铝聚合物电容的阳极是由带有氧化涂层的已腐蚀铝箔形成的，这和液体铝电解电容是一样的。可导电的聚合物涂在铝箔表面，并凝固下来。同样地，在聚合物上涂上石墨，然后镀一层银，制造成电容的阴极。因为聚合物的导电性能是液体电解液的10 000倍，是二氧化锰的1000倍，所以其ESR非常小。现代电容里面的聚合物可承受125℃的高温，这类电容在高温下失效的原因是由于电容内部的潮湿环境，导致铝发生化学反应，生成了氢氧化铝，形成的电阻跟聚合物串联起来，大大增加了阻值。制造商也已经研究出许多种降低潮湿、提高电容可靠性的方法。制造商们有许多种构造铝电容中箔片的方法。然而，制造商并未在其应用说明中详细介绍这些电容的具体结构。

这类电容的失效率随着温度和湿度的增加而增大，在失效的时候裂开，与铝电解电容一样。这类电容与固体钽电容相比的一个优点是，这些物质并非易燃物。

如果用二氧化锰作为阴极，固体聚合物钽电容的金属片状毛坯的制造方法同上。若不是使用锰，液体聚合物可以渗进多孔钽结构并固化下来，形成阴极。阴极连接处则通过涂碳后镀银得到。

固体聚合物钽电容短路失效的时候跟锰电容是一样的，不同的是，这类失效并没有那么危险，因为聚合物是不可燃的。

6.5 多层陶瓷电容

多层陶瓷电容的生产技术已经发展到能够生产数十毫法，耐压16V的程度。1μF和50WV的电容现在也很容易得到。这些电容的ESR非常小，几乎是理想的。但也有一些寄生效应限制了它们的应用。 176

多层陶瓷电容是将典型的片电容与多个片状材料并联起来，并使其端部连接在一起而得。电介质是由钛酸钡组成的陶瓷，图6-3为其组成示意图。这类电容ESR低的原因是片材料的电阻低，而且这些片电容是并联叠加起来的。在陶瓷电容中，ESL也很重要，因为在高频条件下，ESR并不能完全决定其阻抗。而在其他类型的电容中，ESL相对于ESR和电容是微不足道的。陶瓷电容的电感取决于片电容的宽度和长度。

由于长度大时电感也大，因此有些电容的连接点设计在封装面的较长端，而非常规的较短端。这导致了 1206 的表面封装变成了 0612 的表面封装。对大多数表面封装的电容，ESL 在 500pH～1nH 左右。其值看上去很小，但 500pH 的电感和 10μF 的电容的谐振频率在 5MHz。

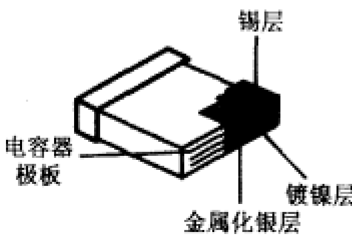


图 6-3　多层陶瓷电容中极板与端子的连接

图 6-4 给出了多层陶瓷电容和典型钽电容的阻抗比较曲线，两种电容都为 10μF，ESL 大约为 1.4nH。对于由电容及其 ESL 构成的谐振电路，陶瓷电容的 Q 值高，如谐振阻抗曲线中的窄小尖峰。在谐振频率以上，其阻抗变为感性。在 30kHz 以上，钽电容的 ESR 决定了其阻抗；在高频情况下，ESL 的作用并不明显。

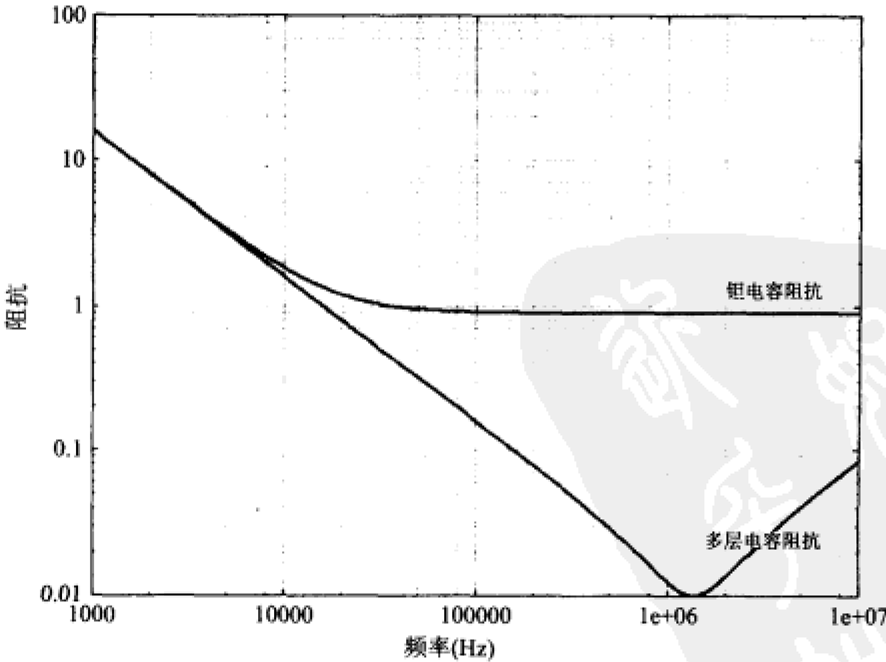


图 6-4　多层陶瓷电容和典型钽电容的阻抗比较

有 5 种陶瓷电容是比较常用的：C0G（以前的 NPO）、X7R、X5R、Z5U 和 Y5V。表 6-1 为Ⅰ类电介质的温度特性和相关的 EIA 标识。

177

表 6-2 为Ⅱ类和Ⅲ类电介质的温度特性和相关的 EIA 标识。注意，Ⅰ、Ⅱ和Ⅲ类

电介质都有两个字母和一个数字，但其特性是不一样的。

表 6-1 Ⅰ类电介质的温度特性编码

温度系数		温度系数因数		温度系数容差	
PPM/℃	字 母	因 数	数 字	PPM/℃	字 母
0.0	C	−1	0	±30	G
0.3	B	−10	1	±60	H
0.9	A	−100	2	±120	J
1.0	M	−1000	3	±250	K
1.5	P	−10 000	4	±500	L

表 6-2 Ⅱ类和Ⅲ类电介质的温度特性编码

低温等级		高温等级		电容温度系数	
温 度	字 母	温 度	数 字	百分比	字 母
−55℃	X	+45℃	2	±10.0	P
−30℃	Y	+65℃	4	±15.0	R
+10℃	Z	+85℃	5	+22/−33	U
		+125℃	7	+22/−82	V

C0G 电容对环境的依赖性最小，其温度系数为 0，电介质具有压电特性，容值也不受电压的影响。Ⅰ类陶瓷电容的介电常数很低。C0G 电容的容值通常小于 1nF。 178

Ⅱ类和Ⅲ类电介质的介电常数跟 C0G 的相比很大，同时电容值也很大。低电压的 Y5V 电容的容值可以做到数十毫法。Ⅱ类和Ⅲ类电介质的缺点很多，其温度系数很大。图 6-5 为 Z5U 和 X7R 电容的温度和容值的典型曲线，容量在温度较高和较低两侧都下降。随着施加的 DC 的电压增大，陶瓷电容的容值显著减小，Z5U 系列电容的容值甚至减小 80%。X7R 电容受施加的 DC 电压的影响很小，但其容值随施加的 AC 电压的增大而增大。所以，仔细参考制造商提供的数据，在设计的时候充分考虑温度和施加电压的影响非常重要。参数规格表不可能提供所有的影响参数，故必须留出足够的设计裕度。陶瓷电容在冷却多次后，也会老化。冷却的时候，这些电容的容值会慢慢减小。加热(像回流焊或者 IR 焊接，这些电容，其容值会重新升高。X7R 电容的老化性能比 Z5U 的要好些。

Ⅱ类和Ⅲ类电介质是压电型的，通过机械碰撞可以产生电压，人们称之为压电效应。在绝大多数的电源中，这种效应并不会带来什么问题。压电效应的另外一种现象是，在施加 AC 电压的时候电容会发生振动。在电源中，这不是一个问题，除非开关频率在音频范围内。Ⅲ类陶瓷的压电效应比Ⅱ类的更加严重。 179

体积一定的情况下，陶瓷电容具有更好的纹波电流性能。由于其 ESR 很小，功耗跟极性电容相比也很小。

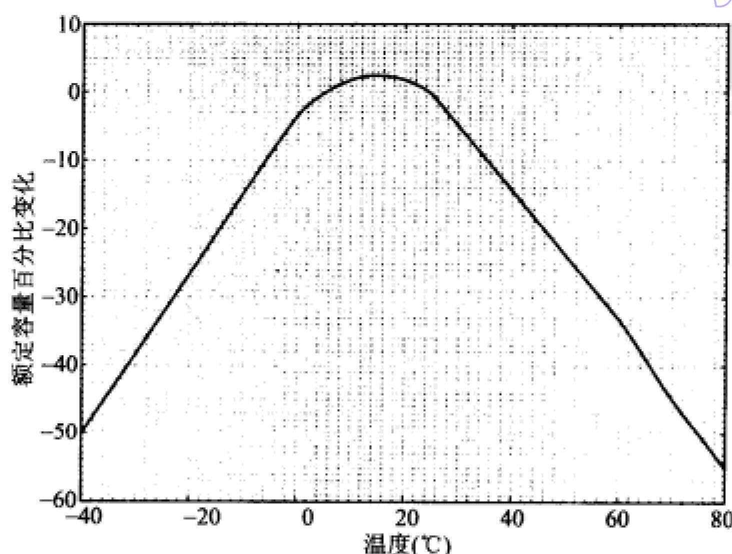


图 6-5　Z5U 和 X7R 电容容值随温度变化的曲线

6.6　薄膜电容

薄膜电容特别适用于 AC 大电流场合，尤其是作为整流桥设计中的耦合电容。在某些场合甚至能够替代铝电解电容。CDE 公司生产了一系列用在输入滤波，替代铝电解电容的高纹波额定值、长寿命、耐高温及低 ESR 的薄膜电容。相对于同体积的铝电解电容，它们的所有参数都更加优良。

薄膜电容有很多种结构。其薄膜可以是聚酯(聚酯薄膜)、聚丙烯、聚碳酸酯、聚乙烯或者聚乙烯硫化物(PPS)等。极板可以是金属箔片或在薄膜上镀金属。金属箔片结构的电容量受到限制，因为箔片的厚度就是薄膜的厚度。相对于同体积的金属箔片电容而言，镀金属薄膜电容的容值可以做得很大，因为给薄膜镀金属增加的厚度相对于极板是很小的。电镀电容可以自愈(见第 3 章)，但金属箔片电容却不能。将薄膜卷起来，放进圆形罐子里面，通孔就在上面直接留出，引线焊接在卷筒的另外一侧。大电流器件通常将引线直接焊接在极板上。表面贴片封装的器件是将薄片迭起来生产的，这和多层陶瓷电容的制造方法一样。表面封装薄膜电容的最大缺点是其容量受到体积的极大限制。薄膜电容的 ESR 很小，但和容量一样的极性电容相比，它的体积大很多。

聚酯薄膜的温度额定值从－55℃～85℃，或者－55℃～125℃。聚丙烯电容为－55℃～85℃，或者－55℃～105℃。聚酯和聚丙烯是直插型的标准电介质。PEN 和 PPS 薄膜用于表面贴装器件，因为它们能够承受回流焊的温度。而聚酯和聚丙烯在回流焊的温度下将会熔化。

薄膜电容的温度系数很低。和极性电容相比，其电容值容差更小。薄膜电容的电压额定值从 50V 到数千伏。最薄厚度的薄膜限制了最低工作电压为 50V，而要生产更

加薄的薄膜是非常困难的。

薄膜电容用于对容值要求很严格的定时电路中，它们也可以广泛用在开关电源上，如吸收电路和钳位电路等。再次强调一点，容值的稳定性是首先要考虑的。

6.7 电阻的特性

电阻的构造种类非常多。和电容类似，不同的结构应用于不同的场合。下面将讨论不同的表面贴装和直插型电阻。 181

精确决定电阻的最大电流和电压非常重要，因为这是选择电阻功率的根据。由于电阻的功率跟电流的平方或电压的平方成正比，很小的差别就可能出现尺寸问题。电压或者电流50%的误差，可导致实际功率为计算值的125%。金属膜电阻具有正的温度系数；碳膜是一种半导体，像硅或锗一样具有负温度系数。电阻的额定功率通常是指在70℃以下，电阻能够承受的功率。高温下，电阻能够承受的功率将减小。

在一些书籍或教材中，并没有很好地介绍电阻的额定电压，其实每种电阻都有自己的最高电压额定值。薄膜和碳膜电阻的工作电压额定值在200～350V范围内，这在离线式电源的输入侧应用非常重要。表面封装电阻的工作电压额定值通常在50～150V。在更高电压应用场合，希望将一个电阻分成两个串联电阻，以获得需要的电压额定值。

在第4章和第5章中，仅仅介绍了电流模式控制器。所有的电流控制模式中都需要一个很小的电流采样电阻。大电流场合，这些采样电阻是对功率较敏感的地方，就像奔腾系列CPU一样，采样电阻的值需要很小，因为其电流可以达到50A。对这些电阻的首要要求是其电感尽可能小。一个具有10nH电感的电阻在500ns内电流变化50A的时候，能够产生1.0V的电压降。

数十安的电流，甚至能在很宽的走线上产生压降，这使采样电压走线的布线显得非常重要，可以通过采用四端Kelvin电压采样方式来获得采样电阻，其电压检测精度会很高。Kelvin连接器是一个双端口电阻网络，连接于电压检测设备，流过的电流微乎其微。这使得直接测量流过采样电阻的电流成为可能。双端电阻对于电路的布线非常敏感，对于电阻值小于0.005Ω的采样电阻而言，使电阻引脚固定在电路板上的焊锡的多少，以及焊盘的大小就可能严重影响采样电压的准确程度。 182

所有的电阻都有ESL，额定为无感的电阻是指在生产过程中，将电感限制到一个很小的值而已。

6.8 碳膜电阻

碳膜电阻可能是最古老的电阻种类，可以追溯到电子技术出现的时代。这些电阻只有直插型一种，功率在1/8～2W之间，误差通常有±5%、±10%或±20%。其内核

是由碳和黏合剂组成,决定其阻值。核的每个端口都套有杯状连接体的引线,整个内核外面套有一个绝缘体,这和酚醛塑料很类似。本体是多孔的,所以碳膜电阻的阻值对环境湿度是很敏感的,它们可以吸收潮气,随时间改变阻值。碳膜电阻最大的优点是没有电感,而且能够承受短时间内超过其额定功率的脉冲。但是长时间处于热的环境中,会引起过多的耗散,在金属面上引起化学反应,导致阻值永久性地增加。

温度升高时,碳膜电阻会发出明显的电气噪声。大阻值的电阻尤其严重。这些噪声和半导体的发射噪声类似。碳膜电阻的生产厂家不多,因为由湿度、噪声和大误差等引起的问题太多了。碳膜电阻主要应用于开关电源的 RC 吸收电路和输入侧 EMI 滤波器。

6.9　薄膜电阻

薄膜电阻是将薄膜或者厚膜电阻材料镀在衬底上得到的。生产过程中,可以通过激光照射改变薄片的电阻值,进而得到所需要的电阻。引线电阻的修正则是通过对陶瓷或者玻璃底片上的薄膜进行螺旋型雕刻得到的,这就产生了显著的 ESL。有些薄膜电阻额定为无感电阻,是由于其雕刻方法使得电感值很小。螺旋型雕刻的另外一个影响是产生了寄生电容。表面贴装电阻的生产是在两端之间将电阻材料不断剥离得到的,其修正方法是用激光对电阻薄膜进行削切,以减少其有效宽度增加其有效长度。虽然也同样会产生等效雕刻电感,但比用螺旋雕刻法修正的引线电阻的电感要小很多。

183

详细阅读制造商的资料对于选用合适的电阻非常重要,尤其是对噪声要求严格的场合。不同的薄膜技术有着不同的噪声温度性能,这往往对控制 IC 的电压分压电路造成问题。如果选择的电阻可能工作在其额定功率附近,则事先了解产品参数的脉冲和过载特性将非常重要。不同的制造工艺,其吸收瞬间功率的能力不同。薄膜电阻有多种误差范围,1%或 0.1%公差的薄膜电阻的价格比较高,公差为 1%或 0.1%的薄膜电阻的优点在于其电阻值的精度更高。设计一个电路(如输出分压器)时,采用标准阻值要比使用分压器及人工调节输出电压的效果好得多。

薄膜电阻的功率可以做得比较大,其封装方式和半导体器件的类似,如 TO-220 功率封装、DPak 封装和类似于 RF 功率晶体管的封装等。以这些方式封装的电阻可以消耗数十瓦的功率,允许流过数十安的电流。

薄膜电阻也有小电阻系列,用于电流采样,通常都有 1～2W 的额定功率,表面贴装和直插型的都有。

6.10　绕线电阻

184

绕线电阻有多种类型,高功率电阻通常都是绕线类型的,但具有较大的电感。这

类电阻通常是将高电阻的导线绕在陶瓷套管上，密封在陶瓷瓷制绝缘体内。由于这些电阻的电感量太大了，在离线式电源中，仅能用于输入侧。

电流采样电阻也可以做成可被表面封装的小金属条。图 6-6 给出了一些制造商生产的电流采样电阻，阻值在 0.010～0.0005Ω 范围内。这些电阻的 ESL 非常小，温度性能也非常优良。标识为 T 的区域必须全部焊接在 PCB 上的焊盘上，以确保其电阻值的准确性不受焊接的影响。

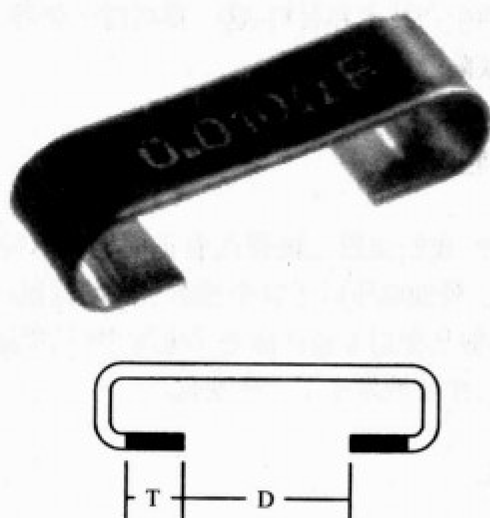


图 6-6 一些制造商生产的 0.010～0.0005Ω 范围的电流采样电阻的结构图

第 7 章　半导体的选择

二极管有许多不同的生产技术和材料，这一章将讨论各种不同的二极管技术在开关电源应用中的优点和缺陷。

7.1　二极管的特性

在学校的课程学习中，我们知道二极管在有正向电压时导通（具有稳定的低于或者等于 0.7V 的电压降）。外加电压低于这个通态压降的时候，二极管将关断。它在低频电路应用中比较合理，但是应用于高频的开关电源中，其快速的上升时间、下降时间以及高频工作模式使其工作特性发生了一些变化。

7.2　结型二极管

PN 结型二极管的一端由 P 型物质（导电物质为空穴）构成，另一端由 N 型物质（导电物质为电子）构成。两者之间的区域叫做耗尽层，只含非常少的空穴和电子，耗尽层像半导体一样工作。PN 结正向导通时，空穴和电子注入到耗尽层并在这里中和，从而使电流流通，耗尽层的厚度将降低到非常小的数值。同样，当 PN 结上施加反向偏置电压时，这个电压分别从两边分开空穴和电子，从而增加耗尽层的厚度，耗尽层变为非导电介质，而 P 和 N 型区域就像是电容器的两端。一个 PN 结型二极管正向偏置或反向偏置时具有容性特性，容值会随着反向偏置电压的增加而减小。

186~189

二极管导通的时候，需要特定的时间把足够的电荷注入到耗尽层，从而使电流流通，这个时间就是正向导通恢复时间，此时的电压会在短时间内超过正常导通时的导通电压。一般正向恢复电压非常小，而且其恢复时间对开关电源影响很小。通常选择二极管时，正向恢复时间可被忽略，大部分产品规格书中并没有规定正向恢复时间。

空穴是很少量的电荷载体，且相对电子其移动非常缓慢。空穴通过耗尽层，由于中和了电子而被破坏。二极管上的电压降为零并反向时，空穴和电子的注入会终止。但还需要一定的时间把耗尽层的空穴和电子中和，这个使电流终止的时间称为反向恢复时间。空穴和电子的再次中和，使反向恢复电流仅在很短的时间内流通。

反向恢复时间是选择二极管的一个首要标准。正向恢复和反向恢复时间必须远小于最小脉宽，从而使二极管能够工作在导通状态。结型二极管一般分为标准型、快

速恢复型、或超快速恢复型。

标准型的反向恢复时间一般为 1μs 或 10μs，所以只适用于工频，大部分标准型二极管的规格书中并没有规定反向恢复时间。快速二极管的反向恢复时间一般为 100ns～250ns，而超快速二极管通常的反向恢复时间为 25ns～50ns。

功率二极管一般生产为 PIN 结构，而不是典型的 PN 结。P 和 N 结之间硅的使用提高了二极管反向电压承受能力，PIN 二极管可以用于电压额定值大于 1000V 的情况，这时的硅层并非固定，更像是引入的 N 型材料。厚一点的固有层可以增加电压的阻断能力，但由于固有层电阻的增大会增加正向导通压降。固有层可以利用金来增加少子的中和速度，以减小反向恢复时间，但是这需要在反向恢复和正向导通压降之间达到一个平衡。PIN 型二极管的正向导通压降一般为 0.8V，并具有一定的反向漏电流。这个电流会随着温度的增加而变化。大部分的超快速二极管为快恢复外延二极管(FRED)，这个过程和生产双极型晶体管的延长模式相似。图 7-1 是 FRED 的剖面图，可以极大地降低反向恢复时间和反向恢复电流。Phlips 和 IR(International Rectifier)公司在其网页上有关于 FRED 的详细应用记录。

190

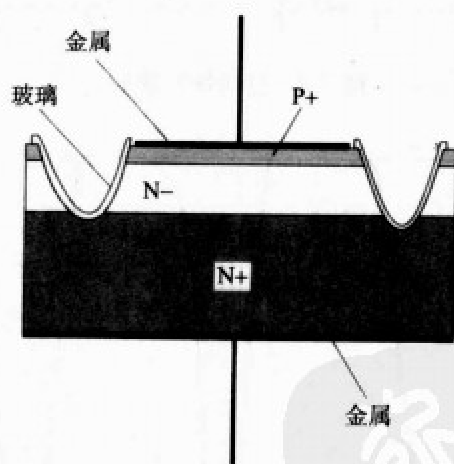


图 7-1 FRED 的剖面图

开关电源应用中，反向恢复电流有几种不好的影响。大的反向恢复电流会使开关在流过电感电流的同时流过反向恢复电流，继而会损坏开关管；反向恢复电流也会产生开关电源的 RFI。图 7-2 是反向恢复的波形。

191

示例中，二极管正向导通时流过二极管的电流恒定。开关管关断时，二极管的电流开始减小，但由于二极管处于导通状态，正向压降依然存在，少子开始中和，使电流最后变为负值，电压值依然为正，但低于正向导通压降，这个时间就是 t_A(美国电子工业协会(EIA)标准)。当耗尽层区域开始阻止所施加的电压时，反向电流在 t_B时开始减小。较短的 t_B称为硬性恢复，这个过程产生大量的 RFI。采用 FRED 可以减小反向恢复电流(通过限制少子的数量)，产生软性的反向恢复特性。EIA 定义软性恢复系数为

192

t_B/t_A，这个值大于1时为软性恢复，小于1时为硬性恢复。图7-3显示了应用中的一个问题。每一个波形拥有同样的软性系数，但是左边波形的最大斜率小于另外两个，且具有较小的谐波含量。大部分的FRED制造商都会减小反向恢复电流并提供很软的恢复波形。如果实际应用对RFI很敏感，则应选择具有良好软特性的新型FRED，软性特性和反向恢复电流对生产厂商具有很大挑战性。FRED较标准的超快速二极管（通常应用双重扩散技术生产）有一些优势：

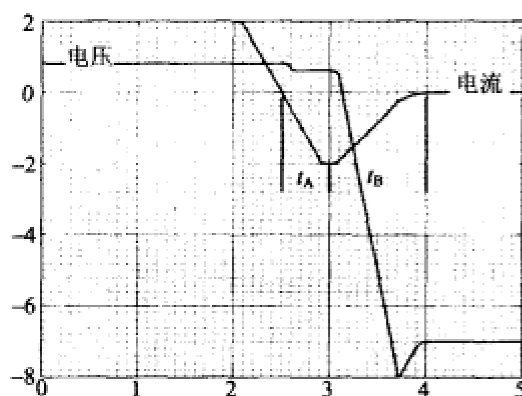


图7-2　反向恢复波形



图7-3　具有相同柔性系数但斜率不同的三个波形

193

（1）通过减小损耗层电荷载体的含量，使反向恢复特性相对标准型明显减小。

（2）FRED比标准的二极管具有明显较软的特性。软性系数至少是一般标准二极管的2～10倍。

（3）温度对反向恢复时间的影响较小

（4）容易控制延长型过程对N和P层的参杂，V_F一般较小。

FRED的电荷载体较少，一般为100nC。但即使在20ns的流通时间里，这些少量

的载体也会增加电流的大小。反向电流一般为2～8A。

第5章中，RC缓冲电路用来减小整流过程中反向恢复特性的影响。硬恢复二极管的快恢复效应加强了二极管结电容和杂散电感的相互作用；软恢复二极管不会传输较大能量形成谐振电路，所以可以不用在整流电路中添加缓冲电路。

整流电路中，二极管的反向恢复特性会产生RFI。结型或者标准型恢复PIN二极管的反向恢复时间大概为10ms，并含有大量电荷。用超快速软性恢复二极管代替一般的反向恢复二极管，可以减少输入EMI滤波器吸收的能量。普通的反向恢复二极管反向恢复时产生的谐波将返回电网，频率可达10MHz甚至更高。

7.3 肖特基二极管

金属与半导体物质接触就产生了肖特基效应。最早期的二极管是用金属和半导体物质在某尖端接触而产生，与半导体接触的金属产生电荷空间，在这个空间中电流可以流向某个方向而不能流向另一个方向。肖特基二极管是这种技术的拓展，现代肖特基二极管的结构如图7-4所示：

194

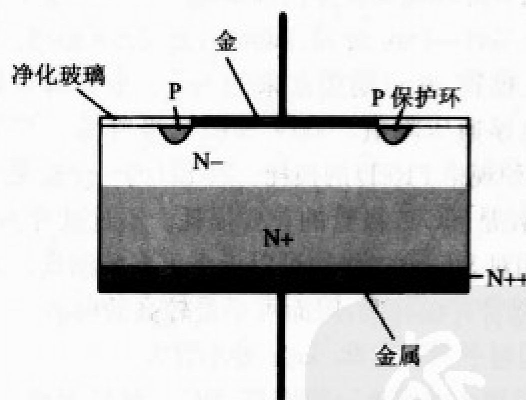


图7-4 现代肖特基二极管的结构

整流结由一层金属镀在一小块半导体表面而产生，金属材料及掺合程度会影响整流特性，由于各种物质具有不同的能量等级而产生整流特性。半导体的背面有掺合程度更高的金属层，由于各种物质的能量等级很接近而被称为欧姆层，就像是一个电阻。结点受到正向偏置使金属中的电子超过其阻断能力，则电流流过肖特基二极管，这也是肖特基二极管被称为热性载体二极管的原因所在。

半导体的电流由电子流动构成，电子是主要载体，因而其电流较P结面型二极管要快。多子电流流动，使肖特基二极管成为二极管中速度最快的类型。由于在结点没有多余的少子，当外加电压降为零时，二极管将迅速关断，而给结面型电容充电会有一个很小的反向电流流动，但是这个电容很小，所以反向恢复电流也很小。传输过程不依赖少子，因而肖特基二极管本质上不存在正向和反向恢复时间。

195

硅型肖特基二极管的正向压降非常小，一般为0.2～0.45V，这个压降正比于阻断电压。由于N层比较大，阻断电压越高，通流能力越强，则正向导通压降越大。一个10V的二极管只有0.3V的压降。较高耐温特性的二极管也会增大正向导通压降，正向导通压降随结点温度降低而降低。负的温度系数对处理功率损耗很有用，但是使二极管很难实现并联。

肖特基二极管最主要的缺点是反向漏电流，其依赖于反向电压和结点温度，漏电流会随温度和反向电压的增加而增加。反向漏电流随温度指数增加，最大的漏电流和生产工艺有很大关系。相对较低耐压和耐温二极管，较高耐压和耐温的二极管漏电流一般较小。

生产工艺正在稳步提高，使肖特基二极管具有更大的反向耐压能力。10年以前，肖特基二极管只有5～12V的反向电压，如今在镓砷和碳化硅技术下有较高的耐压。硅型肖特基二极管最大的PRV为150V，它能应用于48V通信电源中。镓砷二极管的PRV等级有300V，可用于将近100V的输出。镓砷肖特基二极管一般的正向压降为0.8V，但由于在高电压的电源中电流较小，因此压降的影响并不大。

过去在Boost类型PFC电路中，二极管唯一的选择就是高压超快速二极管或FRED，这些二极管的正向导通压降和反向恢复特性限制了应用频率只能从100kHz～300kHz。可以从Advanced Power Technology公司、Infineon公司和Cree公司得到PRV额定值达到1200V的SiC肖特基二极管，并且期望未来的SiC二极管可以获得PRV值为2000V。[196] SiC二极管典型的正向导通压降值，600V等级二极管为1.5V，1200V等级二极管为3.0V，功率损耗高于同种规格FRED的损耗。FRED的一个很关键的损耗是由反向恢复特性造成的，而通态损耗是SiC二极管的首要损耗。不过这并不是问题，因为在同样物理体积下，SiC二极管相对Silicon二极管可以承受更高的温度。正向导通电压具有正向温度系数，所以SiC二极管可以并联，因而可承受较高的电流。另外，SiC二极管的反向漏电流对温度的依赖相对于Silicon和GaAs要小得多。

肖特基二极管不存在正向或者反向恢复，SiC二极管允许PFC功率因数校正电路运行在500kHz以上，因而在如此高的频率下，电路可以使用更小的电感，也可以实现更高的效率，EMI滤波器体积也将变得更小。

7.4　净化

高压半导体都需要进行净化处理。尖峰边缘部分芯片的电压斜率很大，因而导致额外的反向漏电流。净化一般在半导体高压区域进行，用来给边缘部分加强电气绝缘。图7-5显示了对FRED、肖特基二极管和双极型晶体管的净化。

平面净化包括护圈和芯片表面的镜面抛光，平台的净化使用沟槽来提高芯片表面电压的承受能力，这两种技术的使用需要依靠制造厂商提高工艺能力。

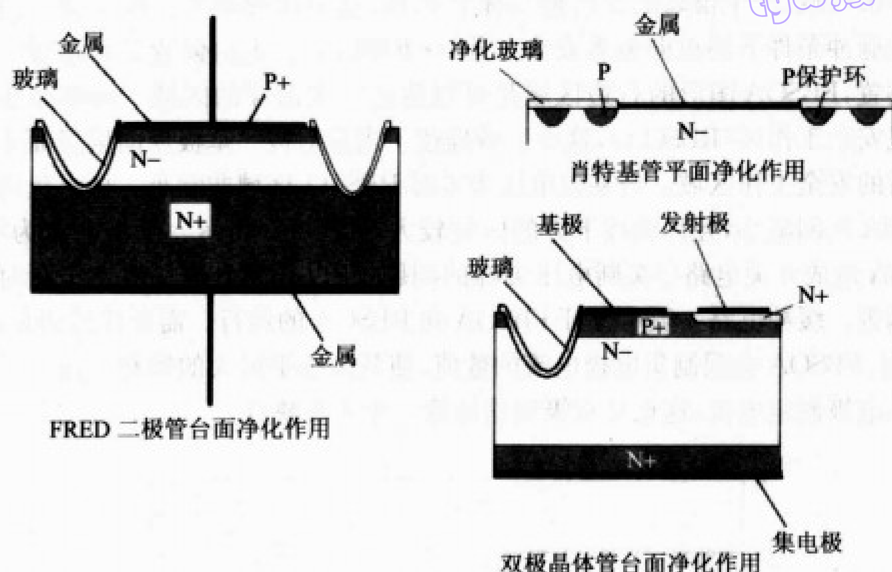


图 7-5 FRED、肖特基二极管和双极型晶体管的净化

7.5 双极型晶体管

图 7-5 所示为高压双极型晶体管的截面，介于基极和集电极之间较大的 N－区域和 PIN 结面型二极管的 N－区域相似，其作用是增加晶体管的耐压能力。与二极管类似，可以通过增加 N－区域的厚度来提高其耐压性能。提高电压的同时，降低了大电流的增益，也增加了开关时间。 197

额定电压 1500V 的 V_{CES} 晶体管，如果用于正激变换器其反应速度会小于 400V 的二极管。关断时间是双极型晶体管的一个最重要参数。导通相对简单，是晶体管基极向集电极注入电流的直接结果。最后，集射极电压饱和，集电极电压低于基极电压，这个正向导通电压给集电极—基极以偏置，从而增加了少子。通过消除二极管结面型区域中少子关断晶体管，所以需要较长的时间，这和结面型二极管的反向恢复特性相似。应用中，通常在发射极—基极之间施加反向偏置，以产生反向电流来提高少子的减小速度。

晶体管的集电极电压额定值非常具有迷惑性。BUT11 是一种普通开关模式晶体管，其 V_{CEO} 额定值为 450V，但是其 V_{CES} 额定值则为 1000V。V_{CES} 值定义在当基极和发射极短路或加上反向电压的情形；而 V_{CEO} 则定义在基极开路的情形。当承受较高的电压时，一小部分漏电流会在晶体管中流通，其中一部分是基极产生的空穴。基极和发射极短路或有反向电压，空穴就会移出基极区域。如果基极开路，这些空穴将漂向发射极。基极漏电流像是基极电流并使晶体管导通，V_{CEO} 一般为 V_{CES} 值的二分之一。 198

安全工作区和二次击穿是双极型晶体管应用中主要关注的特性。当高压大电流加在集电极，集电极区域的电压斜率可以变得足够大，从而造成电流雪崩。雪崩电流

集中在基极区域,产生很高的温度使晶体管损坏,这个过程称为二次击穿。晶体管会给出不同脉冲条件下的正向偏置安全工作区(FBSOA)。正向偏置是指基极—发射极被正向偏置,FBSOA图形的右边区域是可以造成二次击穿的区域。功率晶体管也有反向偏置安全工作区(RBSOA),这个区域描述了当发射极—基极反向偏置而集电极电流流通时的安全工作区域。当基极电压为零时RBSOA区域非常小。加上负的基极电压,RBSOA区间减小,允许曲线下方的区域较大,如图7-6所示。基极电流为零时,小的RBSOA造成开关电路中关断电压尖峰的问题,所以开关电流一般在关断时应用基极反向偏置。缓冲电路一般可保证FBSOA和RBSOA的运行。需要注意的是,电压高于20V时,FBSOA会限制集电极电流的数值,使其远小于最大的饱和电流。因此有必要减小集电极额定电流,这也是双极型晶体管一个主要缺点。

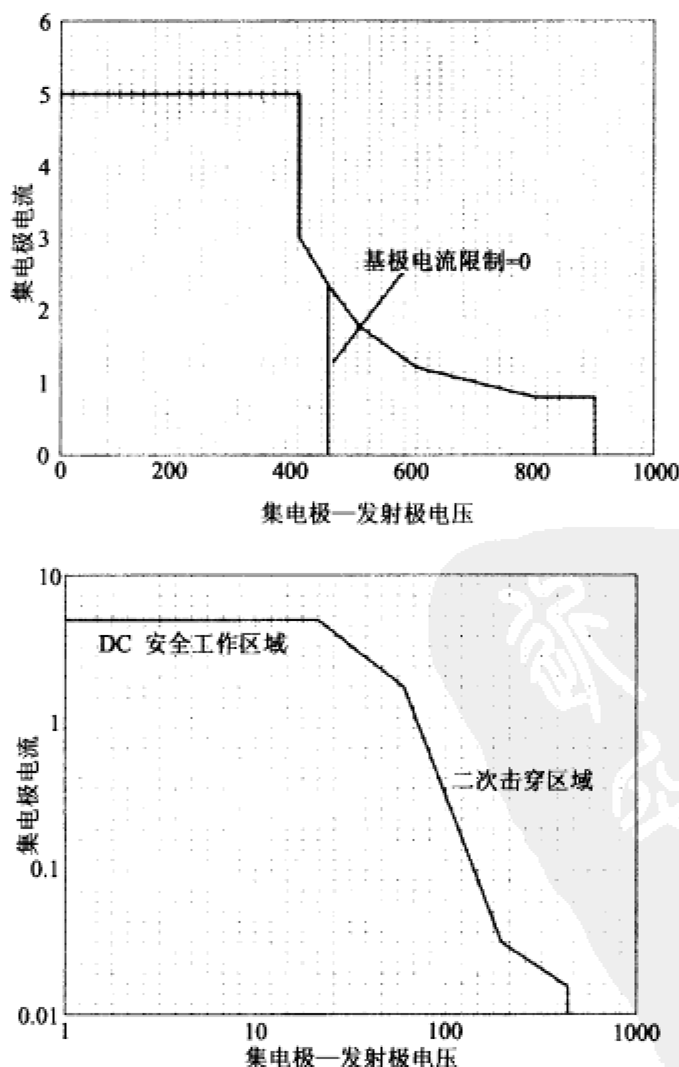


图7-6　RBSOA和FBSOA区域

高压双极型晶体管的驱动需要较大的电流。为了减小开关损耗，基极必须加大驱动，减小集电极电阻的过程中把电荷注入到薄的N－区域，这个过程越快，晶体管导通与饱和的速度就越快。图7-7显示快速导通时基极电流、集电极电流与集电极电压。如果没有驱动初期的基极电流脉冲，集电极电压会保持恒定，同时集电极电流增加，从而造成很大的导通损耗。作为一个近似、合理的导通脉冲大小应该等于存储时间，主要是由于必须注入集电极足够的电荷去饱和晶体管。 199～200

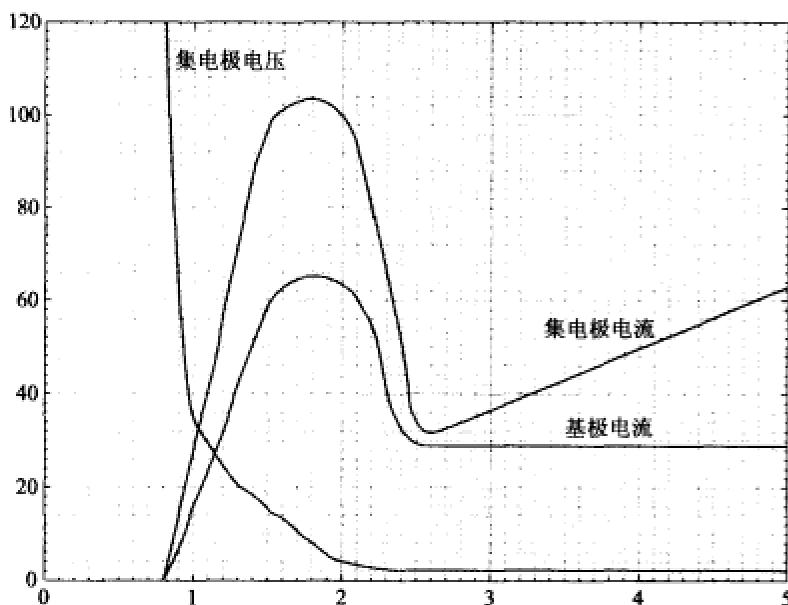


图7-7 快速导通时基极电流、集电极电流与集电极电压

同样，关断时简单的移去基极驱动对减小开关损耗并不是很有效，太快或太慢关断晶体管都会造成关断损耗。太快的话，会阻隔集电极基极的结面型区域，从而使电荷保持在集电极，中和这些电荷将非常缓慢，这增加了集电极电流降为零的时间；如果关断太慢，集电极电压会在电流还未减为零时就已升到恒定值。 201

如果使用带负电压的串联电感来关断晶体管，则存储时间会些许增加。电压和电感的组合将使反向电流适应器件存储时间，图7-8显示了最优关断波形，优化的基极反向电流是集电极电流的一半。注意到集电极电流会在基极反向电流达到最大值时下降，主要是因为集电极电流分为基极电流和发射极电流，发射极电流降为零时集电极电流开始下降。

这些波形和FRED的软恢复波形非常相似。关断损耗也会由于集电极缓冲电路延迟集电极电压的上升而减小，高集电极电压变化率 dv/dt 产生的密勒充电电流与即将关断晶体管的电流方向相反，缓冲回路也减小了这个参数的影响。 202

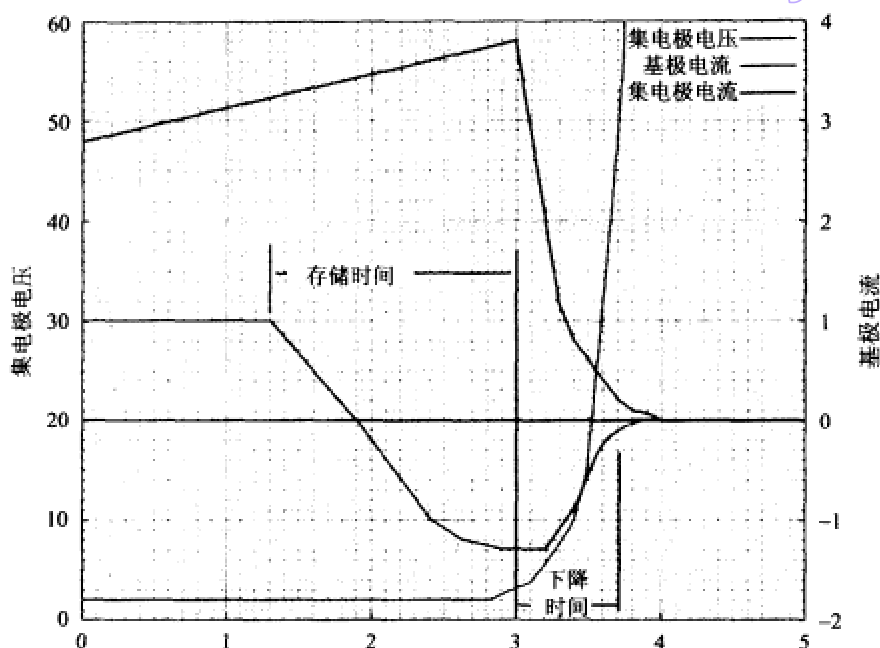


图7-8　最优关断波形

图7-9是一个优化的晶体管驱动电路。由Q_4、Q_5产生的驱动信号(通常集成于控制IC中)通过T_1、Q_2、Q_3实现电平转变。T_1转换0～5V的驱动信号为±5V，D_3、C_3和R_2提供导通电流。需要注意的是R_2/C_2的时间常数必须和晶体管的存储时间匹配，R_2用来在5V电压下提供期望的基极驱动电流，D_3使C_2上的电荷不会影响关断，L_1用来控制关断时的存储时间，其值一般为1μH～10μH，二极管D_1确保电感只工作于关断时间，缓冲电路(C_1，D_2，R_1)用来集电极电流高时帮助保持电压在FBSOA区域(BUT11是20V)。

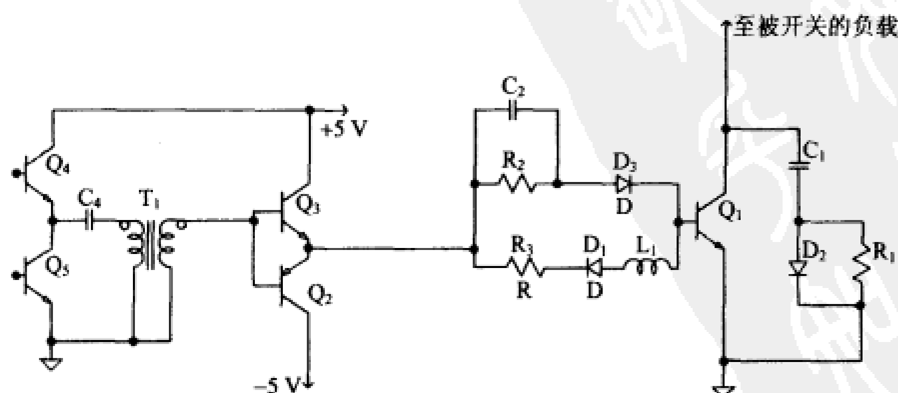


图7-9　优化的晶体管驱动电路

关断时间限制了大部分双极型晶体管的使用频率为100kHz，但是实际使用中大部分管子的上限是50kHz。当频率低于50kHz和电压低于400V时，双极型晶体管与MOSFET一样具有较大的竞争力。BUT11（一种很普通的高压晶体管）的饱和电压在正常工作中低于1V，所以通态损耗很低。每个售价大概为0.50美元，即使加上额外的驱动器件，所有的费用还是低于同样功能的MOSFET电路。随着电压和频率的提高，双极型晶体管就不再具有竞争力，只有很少部分的双极型器件可工作在400V以上，且双极型晶体管不能工作在高电压、高频率场合。开关频率越来越高的发展趋势，是导致双极型晶体管退出主流应用的根本原因。 203

7.6 功率场效应晶体管

图7-10表示的是垂直式MOSFET的剖面图。同样的，这种结构和其他高压器件的结构是相似的。电流从垂直方向流过芯片，额定电压则是由宽阔的N−层决定。

芯片的制作流程类似于FRED。当外延层建立起来之后，接着在芯片的表面形成栅极氧化物。多晶硅栅极材料沉积完成后，在栅极材料上形成硅氧化物。最后一步是在芯片的源极区域铝基板作为连接端子。图7-10表示MOSFET里的两个晶元，整个MOSFET是由成千上万个独立的栅源晶元构成。源极区域的形状因不同厂商而有所不同，International Rectifier公司采用的是六角型的形状，而On Semiconductor和Philips公司采用的是正方形。

图7-10表示电流流过MOSFET，栅极电压增加，源极P+层的空穴受到排挤。如果栅极电压进一步增加，栅极氧化物的底层会形成一层薄薄的电子层。电流从漏极的N−层开始，沿着栅极氧化物底层，通过源极的P+和N−区域，到达源极金属。电流通路的形状是Motorola公司（现在是安森美公司）把他们的器件称作TMOS的原因。 204

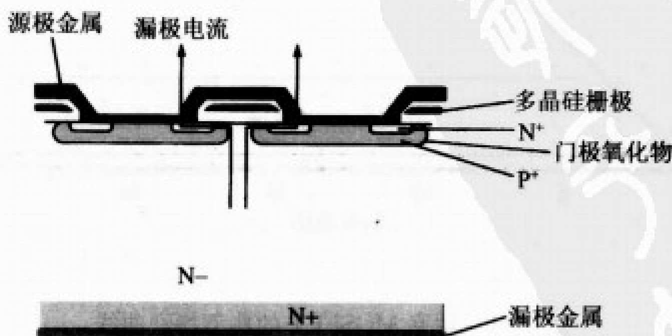


图7-10 垂直式MOSFET的剖面图

图7-11表示的是MOSFET的典型特性曲线。顶部图形表示的是恒定电流操作。底部图形表示工作在饱和区，电流受到通态电阻的抑制。恒流工作区中电流受到沟道

电子数量的限制，改变漏源电压不能增加流通的电流。图中的左边区域代表欧姆区，器件的通态电阻控制流过的电流大小。

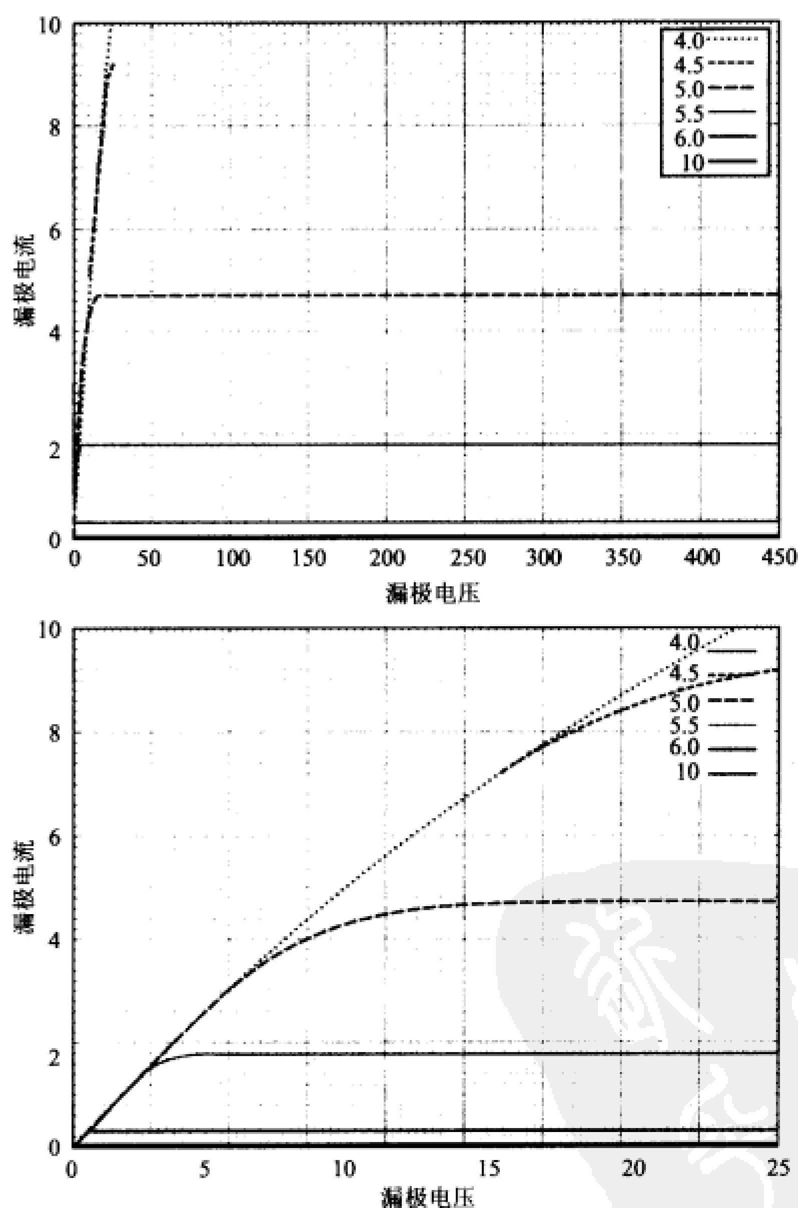


图 7-11　功率 MOSFET 的典型特性曲线

MOSFET 用作开关时，r_{DSON}是最重要的特性参数之一。大部分应用中，通态损耗大于开关损耗。图 7-10 所示的芯片各个区域都对通态电阻有影响。低压器件中，N－外延层比较薄，N＋层和漏极的金属衬底对通态电阻的影响比较大。额定电压超过 100V 的器件中，N－外延层是通态电阻的主要组成部分。和其他参数一样，通态电阻

和耐压等级成正比。低压器件中,沟道电阻和晶元之间的区域也会对通态电阻产生影响。P+区域夹在两个N区域之间,从而产生了一个寄生JFET,这也增加了通态电阻。很多制造商都对栅源区域的设计进行了优化,普遍能使低压器件的通态电阻低于0.01Ω。

对于普通的MOSFET,其完全导通需要的栅源极电压需要大于10V。对于低通态电阻的MOSFET来说,工作在欧姆区要求栅极电压比漏极电压高几伏。在Buck变换电路的设计中,要求放大电路或其他电源来提供更高的栅极驱动电压。Buck变换器另一种设计的方法是使用P沟道器件。这样做允许用负栅极电压驱动,如图7-12所示。驱动电路的设计中,栅源极电压必须限制在MOSFET安全工作电压范围内。P沟道器件的外延层和漏极连接层都是P型材料,所以电流的载体是少子。相对N沟道的器件而言,这使得P沟道的通态电阻比较高且速度慢。对于同样的电流等级,P沟道器件的芯片面积明显要大于N沟道。这是P沟道器件应用在Buck变换器设计的主要抑制因素。由于P沟道的应用场合比较少,所以P沟道器件可选的型号也明显较少。 205

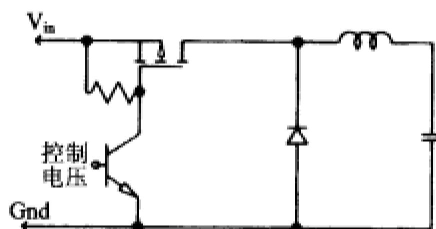


图7-12 允许驱动电路下拉栅极电压至负值的P沟道器件

栅源极之间氧化物层的厚度决定门限开启电压和栅源击穿电压。标准MOSFET栅极击穿电压的典型值是±20V,开启门限电压是4V。低压MOSFET栅极击穿电压的典型值是±20V,开启门限电压在2V左右。逻辑电平等级MOSFET的设计是适合用TTL或CMOS电路直接驱动的,其击穿电压是±12V,开启门限电压在1V左右。

栅极电压一定要保证不会超过器件规格书中描述的最大值。在标准MOSFET中,氧化物厚度的数量级是80nm,对于逻辑电平等级MOSFET是50nm。高于最大栅源电压的电平能够很轻易地击穿栅极氧化物,这会立即导致MOSFET永久性破坏。

MOSFET的源漏极之间的PN结是实际存在的体二极管。这个二极管可使得电流沿源漏方向流过器件,这和正常流过沟道的电流方向是相反的。体二极管流过电流的区域和MOSFET流过的区域是相同的,所以其电流等级和MOSFET的电流等级是一样的。它的电压等级和MOSFET的也是一样的。

功率MOSFET导通时,电流无论从源极流向漏极,还是从漏极流向源极,效果都一样。MOSFET内部的电流传导是由电子从源极通过势垒区,到达N－区形成的,因此没有PN结阻碍电流的流通。体内二极管和允许电流从源极流向漏极的能力使得MOSFET可用作整流器。下面在同步整流的章节里,我们会针对MOSFET的这类应用展开论述。 206~207

体内二极管的正向压降和其他外延二极管是相似的，其值在大电流的应用中介于0.5V和2.0V之间。正向压降随温度的升高而减小，少子载流子的活动性随温度升高而增强，所以其通态压降会降低。MOSFET的通态电阻正好相反，随着温度的升高而升高。反向恢复和快恢复整流器类似一数量级是100ns。一般而言，高压MOSFET的反向恢复时间会长些。反向恢复时间使得体内二极管不适合于高频的应用场合，这种应用中，并联一个快速二极管于MOSFET可以控制反向恢复时间。在图腾柱电路应用中，如离线式的桥式电路，利用体内二极管是有问题的，因为MOSFET的导通速度远快于体内二极管的关断速度。对于图腾柱电路形式，这将导致过电流的可能。IR、IXYS、APT这些制造商的器件都有集成FRED在MOSFET里，从而保证了反向恢复时间由超快恢复二极管决定，而不是反向恢复较慢的体内二极管。

MOSFET其中一个优点是其通态电阻具有正温度特性。在大电流的应用场合里，这使得MOSFET可以并联使用以降低通态电阻。如果一个器件流过较大的电流，其温度会升高，反过来抑制电流的进一步增加。双极型器件的饱和电压具有负温度特性，所以其温度更容易失控(特别是晶体管并联应用)。栅极电路的寄生振荡也是MOSFET并联应用中经常遇到的问题，APT公司提供了很好的并联使用的应用手册。

7.7 栅极驱动

与双极型晶体管相比，MOSFET的驱动要容易的多，因为MOSFET为电压型器件，双极型晶体管为电流型器件，而电压型器件的驱动比电流型器件简单。MOSFET的驱动能量等于把栅极电压充电至工作电压(标准器件的典型值是10V)所需的能量。简单看来，驱动能量只需把栅源极电容充电至10V。然而，漏极上的高压和栅极电压会通过栅漏电容相互作用，这个过程叫做米勒效应。

208

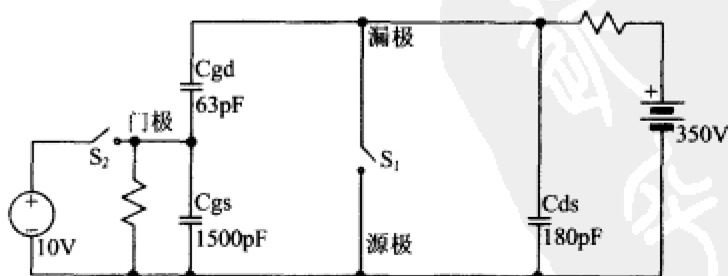


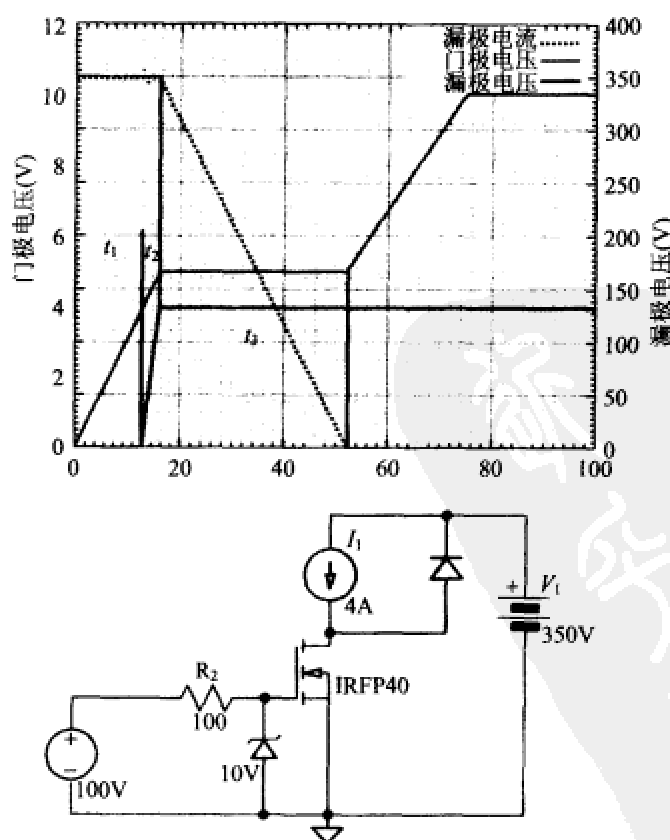
图7-13 一个开关和三个电容组成的MOSFET简化模型

图7-13是用一个开关和三个电容组成的MOSFET简化模型。栅极通过电阻接到地线，所以栅源电容上没有电荷。栅漏电容被充电至350V，存储了22nC电荷。假设开关S_1和S_2是同时闭合的。当两个开关同时闭合的瞬间，输入电压源需要给栅漏极电容提供22nC的放电电荷，同时给栅源极电容提供15nC的充电电荷。实际需要提供给栅漏极电容

放电的电荷远大于开始近似计算的 22nC，因为栅漏极电容的容值依赖于电压。电容值在漏极电压为 350V 时是 63pF，但当漏极电压降到 0V 时，电容值增加到了 2500pF。器件制造商提供了导通器件总共需要的栅极充电电荷，因为电压的依赖性使许多解析解复杂化了。

器件导通和关断时，米勒效应会导致异常的栅极电压波形。图 7-14 表示漏极和栅极电压的导通波形，此时栅极由恒压源通过一个低值电阻驱动，漏极连接的负载为恒流源。R_2 的阻抗和高输入电压一起提供 1A 的恒定驱动电流。负载为 4A 的恒流源，就像工作在连续导通模式的电感，或驱动连续导通模式电感的变压器原边。在 t_1 时段里，恒定的电流产生线性上升的栅极电压。一旦到达门限电压，t_2 时段就开始了。器件开始吸收漏极电流，从而导致漏极电压下降。由于漏极电压下降比较快，栅源极电容放电吸收了绝大部分的输入电流。漏极电压在 t_3 时段的末端到达 0，电流开始给栅极电容充电至 10V，造成了第二个电压上升斜坡。图 7-14 的模型类似于带电流限制的芯片控制的正激或者 Boost 调压器的运作过程。t_2 时段很大程度上取决于漏极电流。如果例子中的电流大于 4A，t_2 时段会更长。不连续模式的运作过程会导致电流 t_2 时段几乎为 0。在 t_2 时刻的栅极驱动电压是由器件的跨导决定的。对应给定的漏极电流，从图 7-11 漏极特性曲线中可以得到相应的栅极电压。

209



210

图 7-14 门极恒流驱动和恒流负载时的漏极和栅极导通电压波形

图 7-15 显示了当器件关断时该过程是如何倒转过来的。在图 7-14 的时间段 t_3 期间，电流波形有非常小的倾斜，不过由于此时 MOSFET 的跨导很高，这个倾斜的过程没有在图 7-14 中表示出来。同样在图 7-15 的时间段 t_1 电流波形也有此倾斜现象。

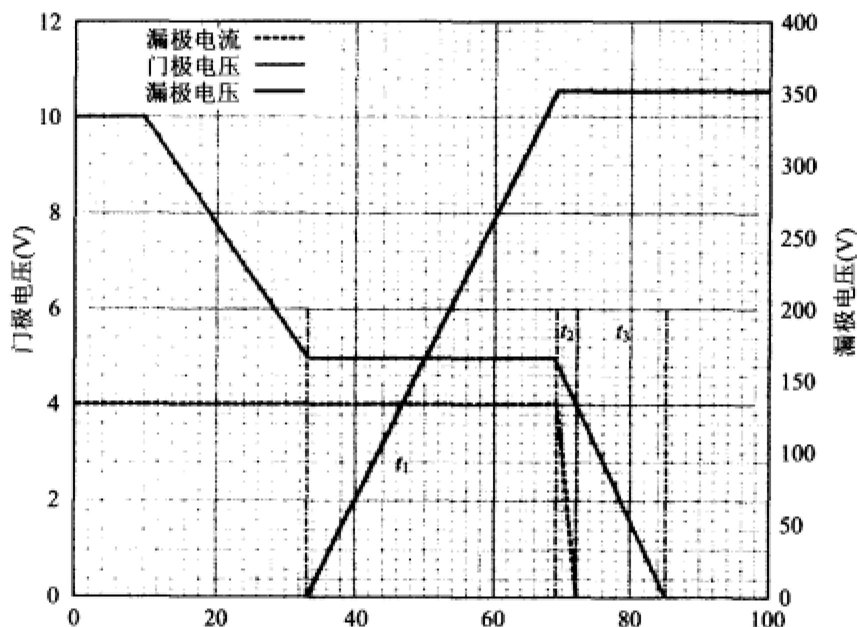


图 7-15 图 7-14 的反向过程

图 7-16 是从 IR 官方网站得到的 IRFPF40 的极间电容曲线图，曲线图显示了输入电容 C_{iss} 随漏极电压变化而改变。C_{iss} 是在漏极与源极的短路情况下测量的，因此 C_{iss} 等于输入电容加栅极和漏极之间的电容(C_{rss})，这是由于在测量时栅漏电容 C_{rss} 和输入电容是并联的。栅源电容是由栅极的多晶硅和源极的金属极之间的电容，以及栅极的多晶硅和源极的 PN 型材料之间的电容构成的。栅极电容与电压无关，规格书给出了 25V 电压时的栅源电容值。这份特定的规格书表明厂商有时也会在规格书中出现些小错误：曲线中在 25V 的容值突变是不真实的，事实上老版本的规格书中显示在 1V 漏极电压时有更小的电容值，漏极电压在 10V 到 1V 之间时 C_{iss} 明显增加是因为该器件总的 120nC 栅极电荷主要消耗在这一阶段。而当漏极电压超过 25V 后，栅源电容基本不变，所以总的栅极驱动电荷不会随着漏极电压改变而变化太大。IR 的应用文档 937、944 和 947 是学习更详细的 MOSFET 管驱动特性的好资料。

211

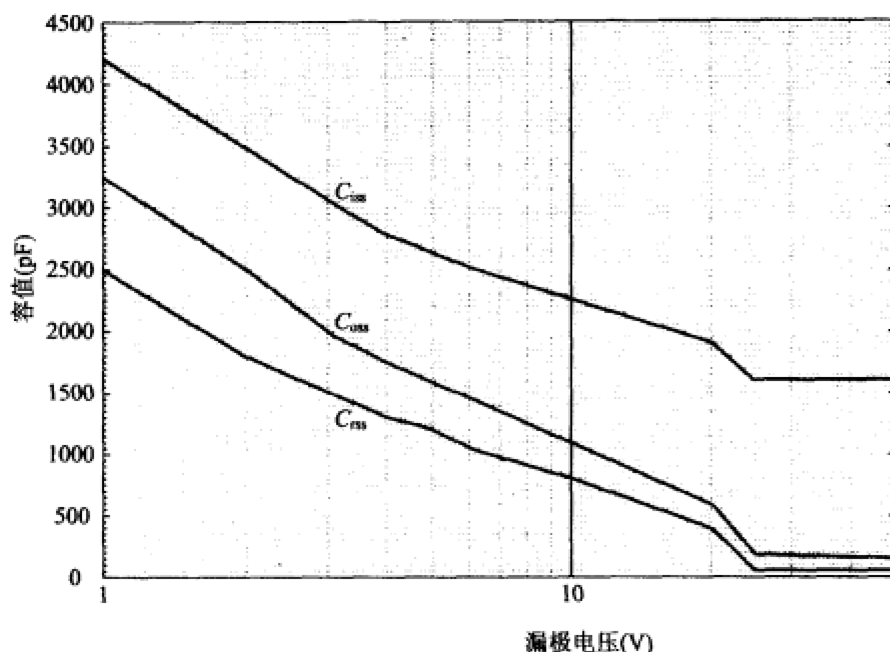


图 7-16 IRFPF40 的电容曲线图

非隔离电路和单管电路中通常使用控制 IC 来直接驱动，栅极驱动电路一般都是图腾柱输出，互补三极管驱动或互补的 MOSFET 驱动。图 7-17 给出了这三种驱动电路结构，每种都能提供低阻抗大电流驱动，MOSFET 开关电压上升和下降时间完全取决于驱动电路移走栅极电荷的速度。低阻抗驱动电路能使开关管更快开关并减小开关损耗，每种驱动电路都提供了和功率端的饱和连接以更快地开关 MOSFET。图腾柱驱动电路和 MOSFET 驱动电路都需要一个缓冲器提供互补开关，以确保当控制电压在开和关之间变换时不会产生过冲电流；而射极跟随互补双极型驱动没有这种问题，因为对管总会由两个二极管的偏置电压关断。 212

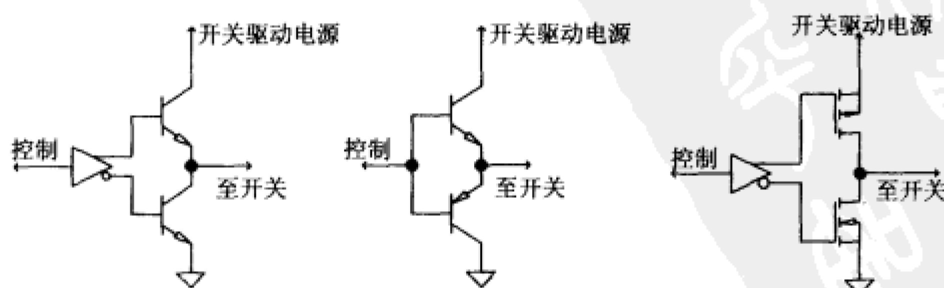


图 7-17 图腾柱输出、互补三极管驱动和 MOSFET 门极驱动电路

因为只在对栅极充电和放电期间才会有电流流过，所以驱动 MOSFET 栅极的平均电流非常小，但是峰值电流却相当大。以 MOSFET IRFPF40 为例，频率 100kHz 开

关时间 100ns 时导通和关断的峰值电流均为 1.2A，平均电流却仅为 24mA。正如在第4章和第5章所描述的那样，有时必须在控制 IC 和 MOS 驱动栅极之间串联电阻把峰值电流减少到和控制 IC 输出电流一致的水平，这将增加开关损耗和减缓开关时间。如果驱动栅极的峰值电流相对于控制 IC 的输出电流来说大很多，那就需要外加射随器，或如图 7-17 所示的 MOS 互补电路来维持开关时间。

在桥式电路、双管正激和反激电路的设计中，需要一个浮动电路去驱动高端 MOSFET 管，图 7-18 给出一个在离线式电源中使用的高端驱动 IC 应用图。该驱动 IC 使用电平转换 FET 管去驱动内部开关锁存电路，控制 IC 提供信号调节使高低端驱动保持同步。另外还包括抑制噪声电路，以防止引起高端误导通。半桥电路中如果在低端器件导通时高端也导通，那么从正端到负端将有大电流流过，终将导致 MOS 管瞬间被击穿。IR2110 及类似的器件采用了自举技术(见第 4 章)，当高端开关管关断低端开关管导通时自举电容 C_1 充电，该电容提供了一个以源极为参考电平独立于正端的电压。来自电容 C_1 上的高端驱动电压足够大能完全导通高端 MOSFET，但自举电容必须足够大，不仅要能够给 IR2110 内部高端电路提供电量，还要提供充足的电量来导通 MOSFET 管。电平转换电路和高端驱动工作电压可达 600V。

213

图 7-19 显示的是一个使用脉冲变压器的高端驱动电路，该电路最适合于占空比比较恒定的应用场合。如果占空比太大，脉冲变压器将有饱和的危险，二次电压也将变为零。开关频率超过 100kHz 时，占空比导致的饱和问题就不是一个问题了。一旦栅极被充满电，电阻 R_1 和 R_2 可以保证变压器能够持续不断地提供电流，R_2 的大小要保证允许有相当稳定的充电电流流过栅极。R_1 不仅要保证驱动电压在栅极击穿电压以下，还要保证当没有驱动时栅极电量能通过 R_1 迅速放完。原边的齐纳二极管是必要的，确保在占空比很大时，有足够的电压抵消所有的电感激磁电流。选择齐纳二极管的稳压值必须低到能够保证驱动电压在栅极击穿电压以下。所有的变压器都要求给 MOSFET 管充电时的伏秒数等于放电时的伏秒数。

214

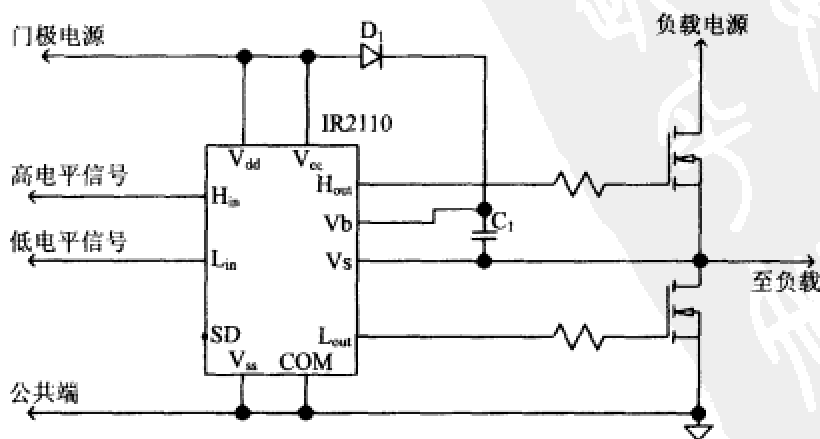


图 7-18　离线式电源中使用的高端驱动 IC

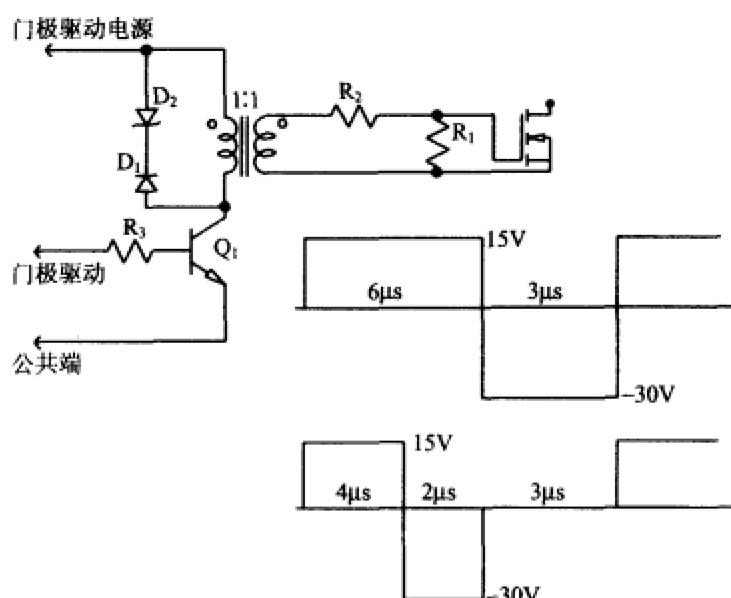


图 7-19 使用脉冲变压器工作于恒定伏秒模式的高端驱动电路

图 7-19 的波形阐述了伏秒数必须相等的要求，波形显示出占空比为 67%和 44%时变压器的原边电压。占空比为 67%时二极管 D_2 提供的伏秒数刚好足够完全抵消变压器的激磁电流。R_1/R_2 分压器、栅极驱动电压和齐纳二极管电压值三者的选择必须综合考虑以保持平衡，从而保证在小占空比时有足够的驱动，大占空比时避免过压。该设计中 Q_1 的耐压值至少为 45V。为了给 R_1 足够的时间放掉栅极电容中的电量，占空比限制在 67%以下是合适的。

215

图 7-20 是一个改进型驱动电路，该电路在栅极充放电期间都能提供驱动电流，图中的电容保证了平均激磁电流为零。如图 7-20 所示，通过变压器两端的交流波形伏秒数相等。这包含两个重要结论：(1)占空比减小时导通电压增加，所以在大占空比情况下设置足够的导通电压将导致在小占空比时导通电压超过栅源击穿电压。(2)导通时间和关断时间是不对称的。图 7-20 中背靠背的两个齐纳二极管限制了栅极电压，从而允许前面提供更大的驱动电压和更大的占空比范围。

图 7-19 和图 7-20 都只显示出通过变压器驱动高端 MOSFET 的电路，图 7-21 是使用同一个变压器来驱动高低端 MOSFET 的改进电路。该电路使用一种更加对称的方式来驱动 MOSFET，在 MOSFET 关断状态，栅极驱动电压为负而当导通状态时驱动电压为正，这改善了关断特性并提供了更大的裕量，保证在同一时间两个 MOSFET 不会同时导通。

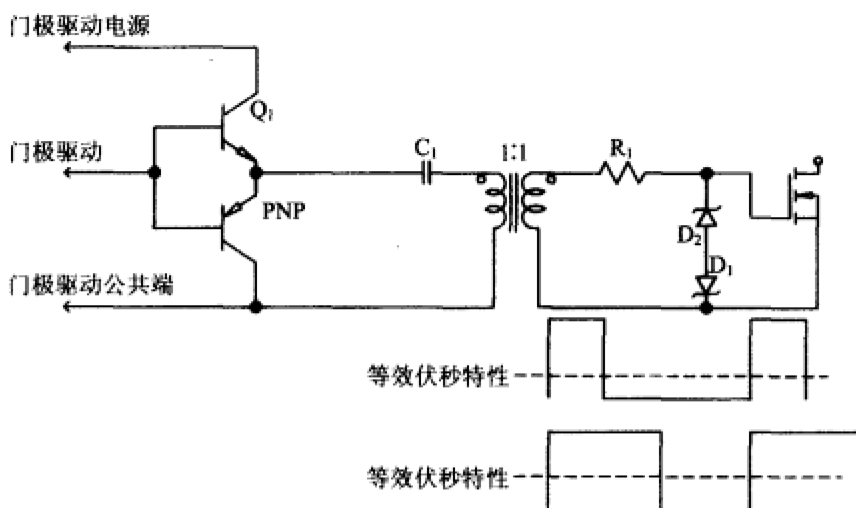


图 7-20 在栅极充放电期间提供驱动电流的改进电路

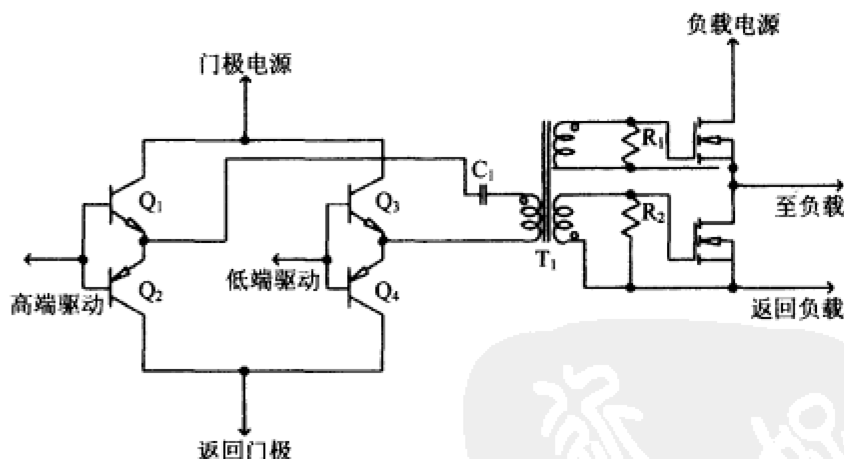


图 7-21 同一个变压器来驱动高低端 MOSFET 管的电路

到目前为止，我们已经考查了各种驱动电路，其目的是为了找到尽可能短的开关时间以减小开关损耗，而缩短开关时间的必然结果是增大辐射干扰（RFI）。同样我们可以修改驱动以减小辐射干扰，但代价是增加漏极电路中的开关损耗。有三个方面的影响会决定噪声的大小：(1)开关频率和相关的占空比；(2)漏极电压和电流的上升时间和下降时间；(3)因谐振引起的振荡，尤其是在输出整流电路中引起的振荡。

216

理想的矩形波包括 $\sin(x)/x$ 振幅模式的各次谐波，占空比为 50%的理想矩形波的偶次谐波均为零，其他占空比的理想矩形波将有不同的谐波次数。开关变换时间改变导致谐波能量函数从简单的 $\sin(x)/x$ 变成 $\sin(x)/x\times\sin(y)/y$，可调整开关的上升时间使 $\sin(x)/x$ 函数的零点交错从而减少整个谐波等级。但存在一个逐渐缩小的回

归点，在此条件下即使增加上升时间，增加功耗，但测量时谐波没有明显的减少，图 7-22 阐述了对于矩形波脉冲和梯形波脉冲的 $\sin(x)/x$ 效应。图中分别给出了矩形波（0%上升/下降）和 40%占空比的梯形波（10%上升/下降）从一次到七次谐波的幅值高度，对于梯形波来说，上升时间越长越多的能量将从高次谐波移到前六次谐波。 217

控制上升时间和占空比不会影响开关频率附近的谐波能量。某些控制 IC 是通过频率抖动的设计来减小开关频率下的能量，通过随机改变振荡频率，在较宽的频谱范围内处理能量，同时谐波的能量也得以传播。如果工作频率的能量在 10kHz 附近分布，则十次谐波能量分布高达 100kHz。这种方法可以以数十倍 dB 幅度的减小，极大地降低谐波能量。也可以通过简单的线性改变频率，让它随正弦波或三角波变化，像产生 FM 信号一样。这种方法同样可以处理能量，但能量减小效果没那么明显。由于调制波里有谐波的存在，三角波或者锯齿波处理能量的效果要比正弦波好。Linear Technology 公司生产了一款芯片，其型号为 LTC6902，这种芯片是一种内带扩展频谱的振荡器。芯片频率通过一个电阻来设定，而扩频则由另外一个电阻设置。含有 4 个 90 度输出来驱动 4 相 CPU 电源，扩频宽度设定为 20%以减少 20dB 基波能量。

由电感漏感产生的振铃及输出电路谐振产生的 RF 射频能量与开关频率无关，可以通过 RC 缓冲器来控制(见第 5 章)。控制上升及下降时间同样可以减少这些能量，因为它们由快速开关切换产生，增加上升时间或下降时间同样可以减少 RFI 的产生。

7.8 安全工作区和雪崩击穿额定值

如图 7-23 所示，MOSFET 安全工作区为额定电流左侧的区域，中间区域表示功率损耗，击穿电压在 SOA 区域右侧。MOSFET 不存在如双极型晶体管的二次击穿效应。MOSFET 的内阻是正向温度系数，如果过多的电流流过管子内部芯片的一个区域，那么内阻会增加而电流就会转而流向另外的区域，而双极型晶体管的负温度系数就会导致雪崩和二次击穿。双极型晶体管如 BUT11 的击穿电压为 1500V，MOSFET 的击穿电压最高能达到 1200V。双极型晶体管可以应用在更高的电压等级中，但是必须保证双极型晶体管的工作区域总是远离二次击穿区。为了保证安全工作，双极型晶体管必须降低等级使用，所以在高速开关电路中没有什么优势。图 7-23 给出了 MOSFET IRFPF40 的安全工作区。 218~219

在安全工作区左上部区域是不能达到的，因为 $r_{DS(ON)}$ 限制了 MOSFET 不允许工作在这个区域。我们定义安全工作区的唯一标准是能量的损耗使 MOSFET 的结温达到最大值，MOSFET 的工作温度有两个等级：150℃和 175℃。产品规格书里面给出的安全工作区曲线是在环境温度为 25℃时测得的，在开关电源中一般可以按照 DC 工作曲线来应用。安全工作区会随环境温度升高而变小，产品规格书中会给出安全工作区随温度变化的信息。 220

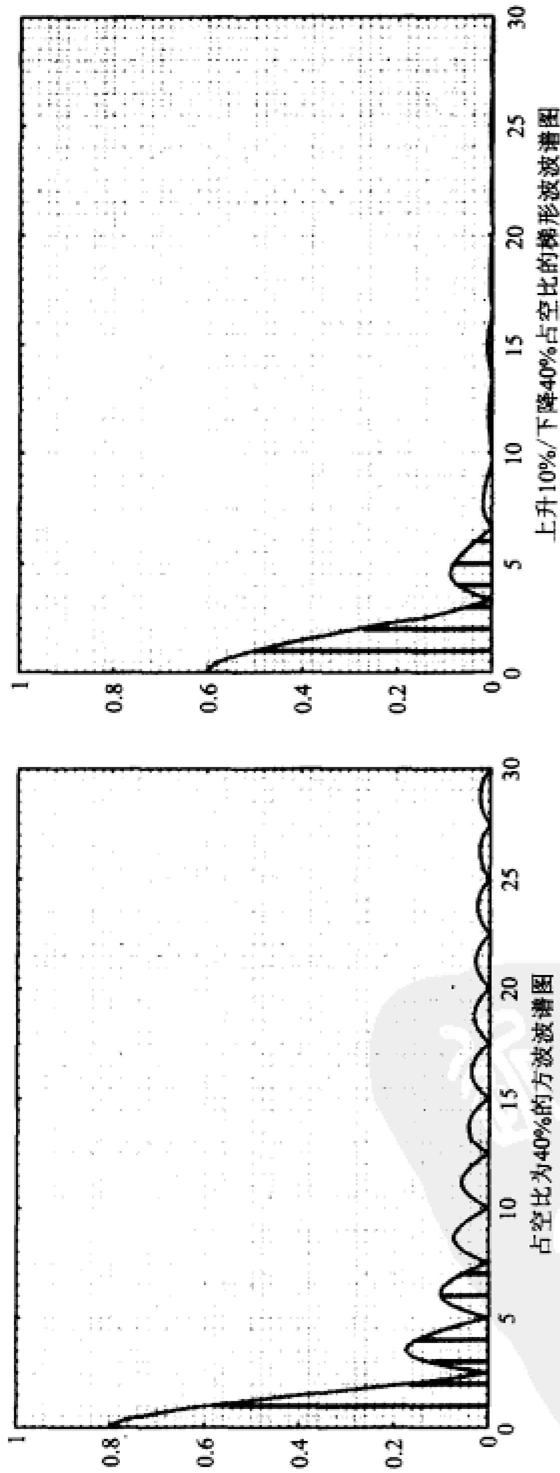


图7-22　方波脉冲和梯形波脉冲的$\sin(x)/x$效应

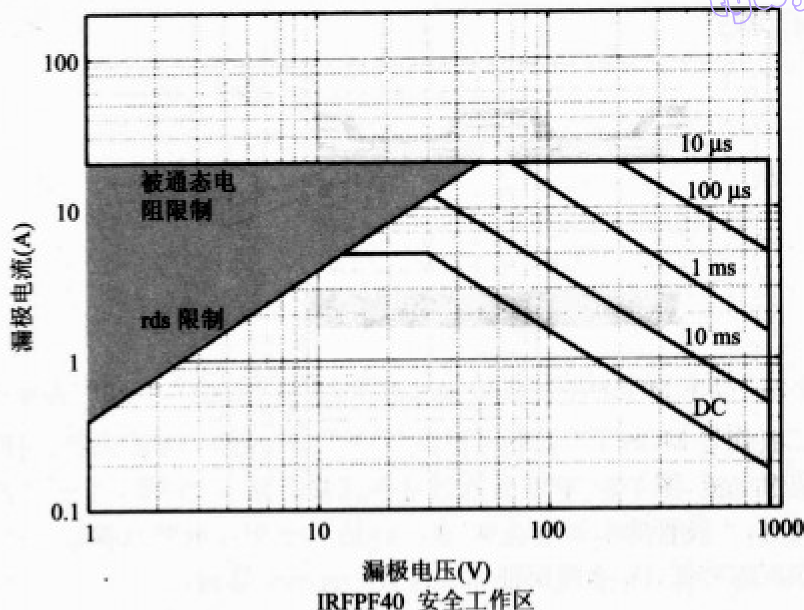


图 7-23 IRFPF40 型 MOSFET 安全工作区(SOA)曲线图

安全工作区图中显示了大的电流只能对应于非常小的脉宽,峰值电流就是安全与非安全工作区连接线的交点,DC 曲线上的最低电流限制主要由安全与非安全工作区的界限、源极金属化及结温决定。如果能提供足够的散热,电流的有效值可增大很多。

供开关电源使用的现代 MOSFET 管,通常将额定电压定义为电流达到雪崩击穿电流时的漏源击穿电压。最大雪崩击穿电流和可重复的击穿能量是评估器件承受恶劣条件能力的一个指标。MOSFET 在额定雪崩能量以下工作时,可以不需要吸收回路或钳位电路来限制关断漏源电压。IR 公司的 1005 应用手册给出了设计时如何利用 MOSFET 雪崩能量的信息。

MOSFET 中寄生的双极型晶体管导通时将导致开关管发生雪崩击穿。图 7-24 是 MOSFET 的横截面,源极的 N 区和 P 区与 N 区外延层连接在一起产生了一个寄生的 NPN 双极型晶体管。如果流过 P 区的电流太大,在 P 区的内阻上产生的电压降就会增大,导致源极的 PN 结正偏。一部分峰值电流流过 P 区的角落,如图 7-24,在这段很长的路径上就会产生电压降落,该电压降使双极型晶体管导通,有可能损坏开关管。由于 NPN 管有负温度系数特性,在高温大电流的情况下导通,会导致温度越高的元件分担越多的电流。除非是在超过雪崩电流的情况下,好的器件通常会在 P 区添加掺杂物来减小阻抗使得寄生晶体管不会导通。

221

MOSFET 的体二极管反向恢复期间,漏源极电压的快速上升也会将寄生双极型晶体管导通。漏极电压快速上升,然而少数载流子重组导致发射结正偏,使得晶体管导通,器件就会被损坏。适合开关电源使用的 MOSFET,其体二极管反向恢复时间内的电压上升率 dv/dt 有一个额定值。有两个办法来控制 MOSFET 的电压上升速度:一个是合理

设计MOSFET的导通时间来保证电压上升速度满足要求；另一个解决办法是外加一个或两个快恢复二级管。

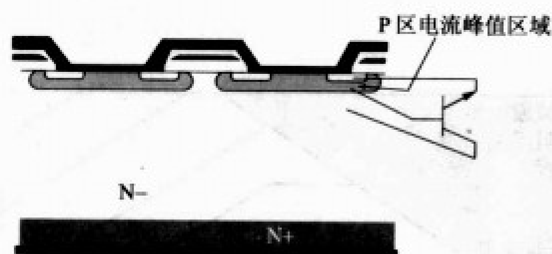


图7-24　功率MOSFET横截面，显示了导致雪崩击穿的寄生NPN晶体管

快恢复二极管与MOSFET并联可保证MOSFET的体二极管关断，而串联可阻止体二极管中流过电流，图7-25中可以看到这些连接方法。MOSFET在二极管的反向恢复期间导通时，二极管的电压变化率（dv/dt）是一个非常重要的参数。D_1必须比体二极管的正向压降要低，D_2必须保证体二极管一直不会导通。

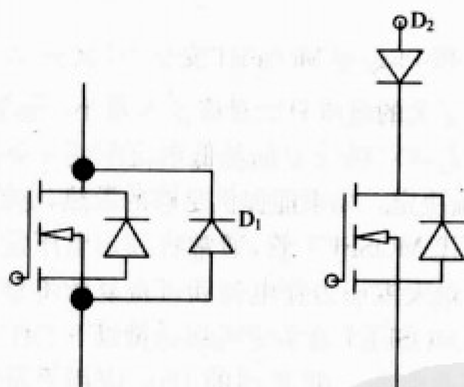


图7-25　单个二极管与MOSFET并联时保证体二极管关断；二极管与MOSFET串联时可以阻断体二极管中流过电流

7.9　同步整流

电脑处理器的电压逐渐降低而电流等级却在增加。通常，处理器核心的工作电压是1.25V并消耗几十安的电流，3.3V（代替原先的5V）是目前逻辑电路最普遍的工作电压，更低的电压意味着二极管的导通损耗在输出功率中占了很重要的比例。考虑一下，一个额定值为15V的肖特基二极管的正向压降是0.36V，当这个二极管被用在一个5V输入、3.3V输出、15A电流的Buck调节器中时，它的导通功率损耗是1.84W，关断功率损耗也会不低于0.33W，因为关断时仍然会有100mA的反向电流。一个正激变换器通常会使用两个二极管，在二极管上的总损耗是5.9W，这意味着11%的能量消

耗在二极管上。

就像第 4 章中我们看到的，许多非隔离的电路使用两个 MOSFET 作为开关管，这些电路要求下管在上管完全关断后才导通。这种不同步的驱动要求电路使用下管的体二极管。体二极管与 MOSFET 导通之间的延时非常小，所以体二极管中的损耗也非常小。一旦下管完全导通，体二极管会被短路，电流全部流过 MOS 管，体二极管的反向恢复将会产生损耗。另外，MOS 管导通的速度也要保证体二极管的电压变化率 dv/dt 不会超过额定值。

这种模拟二极管工作方式来控制 MOSFET 的开关方式称为同步整流，因为开关方式和开关控制是同步的。同步整流也能用在隔离型电源的二次侧，图 7-26 是一个典型的变压器驱动正激同步整流电路。 223

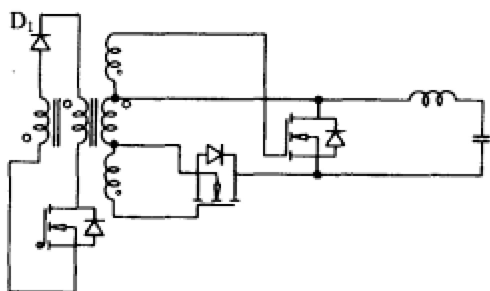


图 7-26 典型的变压器驱动正激同步整流电路

由于低压 MOSFET 有较小的通态电阻，在低压供电电路中使用同步整流可大幅度提高效率。如果用多个 MOSFET 并联使得导通阻抗进一步降低，还可提高到更高的效率。导通阻抗具有正向温度系数，所以为了获得高效率要尽可能的降低 MOSFET 的结温。重要的一点是，设计 MOSFET 的驱动电路使其具有开关的特性，而不要让体二极管导通。任何时间只要体二极管一工作，损耗就会大很多。一旦开关管导通，二极管的反向恢复电流将被开关管消耗，这样会降低效率。由于可用 PCB 作为表面安装 MOSFET 的散热器，来代替原来安装在整流二极管上的铝制散热片，较低的 MOSFET 开关损耗可进一步改善电源性能。

图 7-26 中的电路有一个问题，需要太多的绕组来控制 MOSFET 的驱动。既然同步整流管都是用在 5V 或更低的输出电压，我们可利用低压的变压器绕组直接控制同步整流管。对于 5V 的输出，栅—源级间的驱动电压范围低于 20V，正如一个传统电源的驱动。图 7-27 显示了如何让二次绕组来提供同步整流管的栅极驱动。注意，主整流管的体二极管压降将确保续流 MOSFET 的驱动电压。 224

注意到主整流管放在变压器的负极。通常，整流管都是接在变压器的正极，而变压器负极是接地的。两种方法的结果是相同的，并且整流管的体二极管一直是反偏的。而续流 MOSFET 的体二极管将有机会导通，除非 MOSFET 导通得非常快。

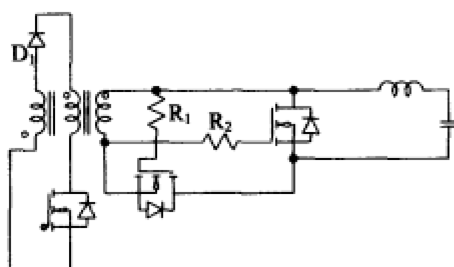


图 7-27　利用二次绕组提供整流管门极驱动电压的电路

要确保 MOSFET 整流器有可靠的足够的驱动，仍有很多问题有待解决，特别是当离线式开关电源的输入电压较宽时。有许多厂商生产的 IC 可用在高效的二次控制离线式同步整流电路，图 7-28 是 IR 公司生产的同步整流芯片 IR1176。这个 IC 设计用在 5V 或更低输出电压的电路，若 MOSFET 没有将体二极管短路，则体二极管将导通。体二极管与二极管 D_1、D_2 一起够成了自举电路。一旦 V_{DD} 到达 5V，IC 就会启动控制开关管。IR1176 内部带有 VCO 及死区时间控制。控制逻辑利用当开关电源的负载或 225 者输入改变时占空比改变较慢这一特性，内部的 VCO 及死区时间调节通过变压器信号的上升和下降沿，利用锁相环来跟踪占空比变化。

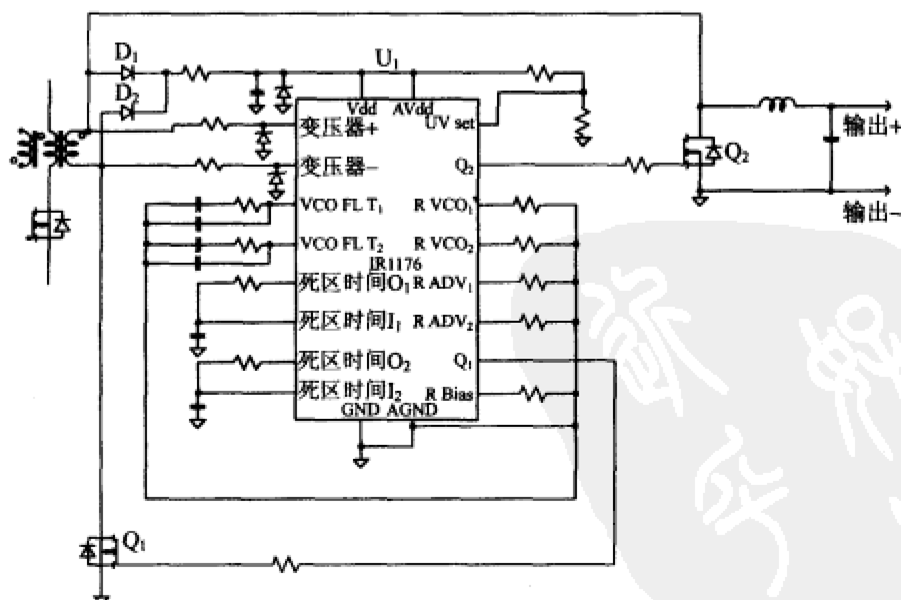


图 7-28　基于 IR1176 的同步整流电路

Linear Technology 公司的 LT3900 和 LT3901 使用由一次提供的开关信号来对 MOSFET 整流管进行控制，图 7-29 中是一个使用 LTC3900 的有代表性的电路。使用 IR1176 的时候，MOSFET 的体二极管会一直导通，直到 IC 开始驱动 MOSFET 导通。

R_1、D_1 和 C_2 延迟了对主开关管的驱动，给予整流的 MOSFET 同步驱动信号。LTC3900 内部有一个时序控制，确保同步信号停止的时候对 MOSFET 的驱动信号也停止，还通过检测 Q_3 的电流，以保证当电感电流变负时关断驱动。

图 7-30 是一个典型的基于 LTC3901 的全波整流电路。有趣的是，这种驱动电路要求只有两只 MOSFET 管，没有中心抽头来提供全波整流。这个 IC 与 LTC3900 有相同的时序和电流检测电路。 226

7.10 电流检测功率 MOS 场效应管

功率 MOSFET 的内部其实是由无数小的 MOSFET 并联而成。每一个小 MOSFET 都有一个相对较大的电阻，并且分担一小部分漏极电流。电流控制模式开始流行时，MOSFET 生产厂家意识到可从 MOSFET 的源级隔离一小部分单元，使得它们独立于主体之外，流过这部分的电流与流过整个器件的电流成一定的比例关系。于是，这一部分传感单元可以检测器件的电流，而不需要一个高功率、低阻抗的电流检测电路。Sense FET 是一个五端口器件，一个开尔文端口和检测端口加在了 MOS 管的漏极、源级和栅极。Sense FET 可以在电路中较好的运用，然而，每家供应商能够提供的这种产品还是相对较少。

7.11 封装的选择

MOSFET 有很多种外形封装。随着 MOSFET 越来越成为开关电源不可或缺的器件，外形封装也不断增加。每种封装都有其特殊的应用目的。金属外壳的 TO-3 不再是主流，大功率 MOSFET 采用 TO-247 封装，其扁平外壳脚位与 TO-3 相同，体积却小了很多。TO-247 封装多适用于几百瓦的功率，而 TO-220 封装的管子可以适用于 10～150W 之间的功率。TO-247 和 TO-220 都设计是由过孔固定并安装到金属散热片上的，这两种封装在隔离和非隔离的系统中同样适用。当散热片和机壳同等电位时，用在隔离系统时要保证可靠的爬电距离和空气距离来满足安规要求。IR 公司提供的一种名为“全封装”的方式把管子完全用塑胶包裹起来，因此不需要外加绝缘片。这些封装的产品在很大程度上减少了安装的成本，同时也增加了少量的热阻。另一种新型的封装是在尺寸上类似于 TO-220 和 TO-247，但是没有安装孔。这种管子是通过一个弹力夹子直接夹在散热片上的。这种方法使得管子更好的与散热片接触，因此散热效果更好。 227～229

图7-29 基于LTC3990的同步整流电路

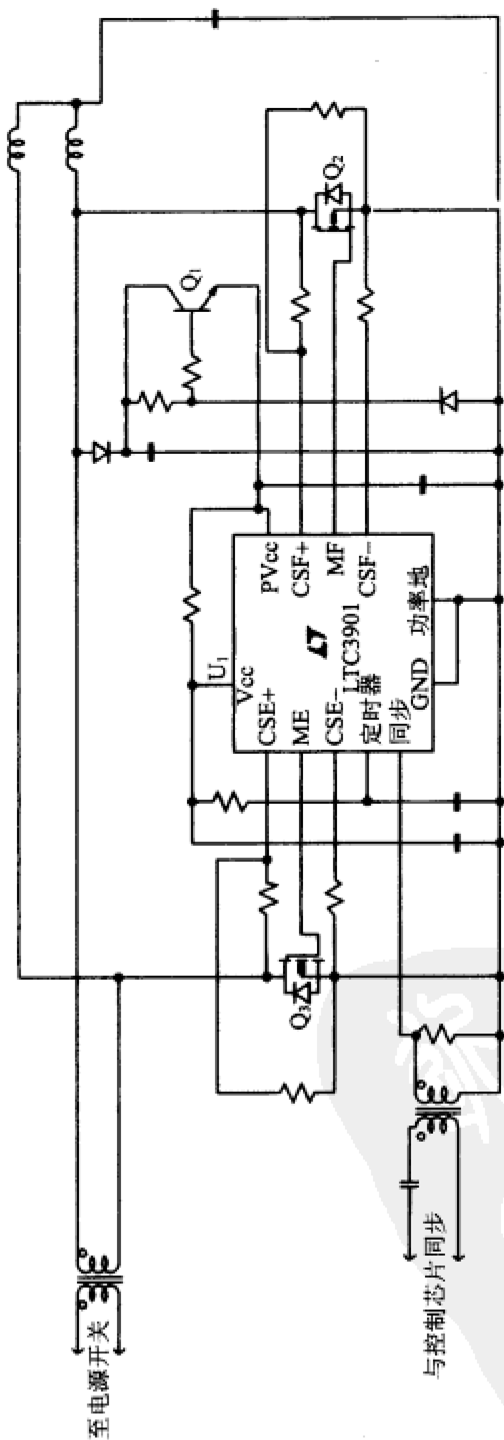


图7-30 基于LTC3901设计全波桥式驱动的典型电路

对于低功率的应用场合，有很多表面贴装式的封装。其中最有趣的一种是D-PAK封装，器件被焊在PCB板中一块大的铜制散热片上，其中一些功耗可以达到50W。IR公司的产品中还有很多其他形式的表面封装。如DirectFET，使用一块细的金属条与漏极相连然后将它伸向周围的空气中，源级和栅极在漏极的下面，可以直接焊在电路板上，这种形式用一个较小的纵截面就可以做到很大的功耗。另一种来自仙童半导体公司(Fairchild Semiconductor)的名为BGA的封装，与IR的这种产品封装很相似，有一个内部散热片贴在封装上且源级和栅极都在封装的下面。

7.12　绝缘栅双极型晶体管

IGBT(绝缘栅双极型晶体管)是MOSFET与双极型晶体管的混合物，图7-31是两种IGBT的横截面。这种晶体管采用一种垂直的构造，正如我们以前所看到的功率器件。IGBT本质上是一个PNP的双极型晶体管，基极电流由一个位于集电极和基极之间的寄生FET供给，图7-32给出了一个等效电路来说明IGBT内部的寄生元件。IGBT的结构在本质上与MOSFET是一样的，只是在底部多了一个P层，这个额外的PN结在结构上没有MOSFET的寄生二极管。

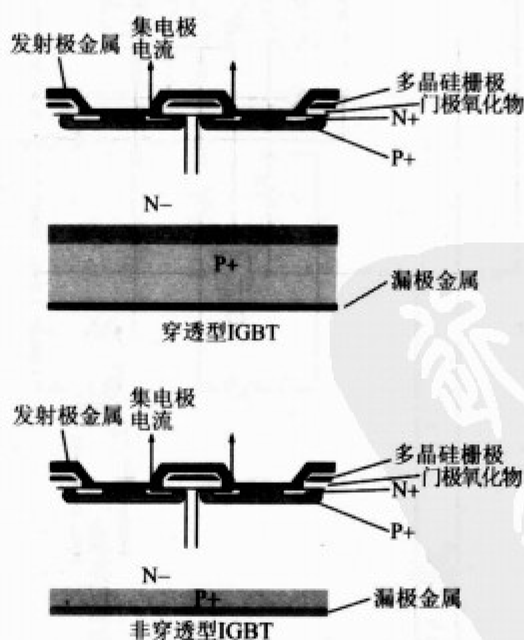


图7-31　两种IGBT的断面图

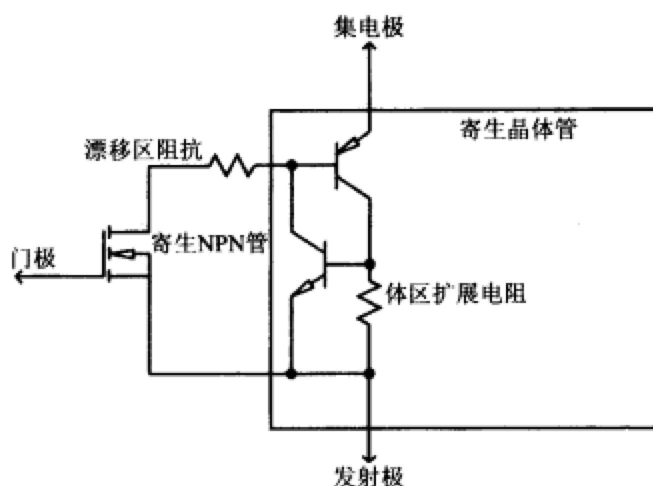


图 7-32 IGBT 内部寄生元件等效电路图

电压额定值达到 500V 以上，MOSFET 就会有相当大的 $r_{DS(ON)}$，这相比于双极型晶体管增加了很多导通损耗。而且，随着温度的增加 MOSFET 的内阻也会增大，这使导通损耗变得更大。 230

IGBT 的 P+层注入少数载流子到 N−外层，增加了 N−漂移区的导电能力，这与双极型晶体管的原理相同，各种技术参数使得在各种电压范围内 IGBT 的导通压降相对稳定。

IGBT 内部的 PNP 晶体管并不完全饱和，因此导通压降永远不会低于二极管压降。典型的导通压降为 1.0～3.0V。由于没有饱和时的存储时间，IGBT 的开关时间要比双极型晶体管短的多。当去掉门极电压时 IGBT 内电子立刻停止流动，但是漂移区的电流由于空穴的作用继续流通，直到所有空穴重新组合。由于 PNP 管的基区结点没有与外部连接，因此 IGBT 关断时没有反向的基极电流移除少子，这将导致关断时出现电流拖尾现象。 231

由于 P+层衬底结构的原因，穿通型(PT)与非穿通型(NPT)IGBT 的电流拖尾特性完全不同。PT 型 IGBT 中由于高浓度的 P+衬底非常厚，N+层无法控制少子的持续时间。N+区使得 PT 型 IGBT 相当于在 MOSFT 上加了一层 P+衬底。大量的少子使 PT 型 IGBT 的导通电压具有负温度系数。对 N+层少子持续时间的控制增加了开关速度，但同时也增加了导通压降。

NPT 型 IGBT 比 PT 型 IGBT 更薄。由于 P+区为轻浓度掺杂，因此注入漂移区的少子非常少，从而减小了关断时间。温度系数受漂移区阻抗控制，因此 NPT 型 IGBT 的导通压降具有正温度系数。这种薄型结构限制其额定电压在 600V 左右。开关电源设计中经常采用 NPT 型 IGBT。

在各种频率范围内，当电压在 250V 以下时，采用 MOSFET 作为开关器件性价比

232 是最高的，当电压在1000V以上，频率为几百kHz时选择IGBT性价比最高。电压在250～1000V之间，频率低于20kHz宜选用IGBT；频率高于150kHz时宜选择MOSFET；频率为20kHz～150kHz之间时，选择IGBT还是选择MOSFET应仔细权衡成本和效率。

除了导通电压和关断电流之外，IGBT和MOSFET工作状况基本一样。导通时间由其内部MOSFET的特性控制，因此导通速度很快。门极驱动特性由输入电容和米勒电容控制。由于米勒效应的作用，其门极驱动电压波形同MOSFET一样，门极驱动总电荷（而不是输入电容）更能体现驱动电路的工作状况。所有的MOSFET驱动电路对IGBT来说一样适用，同样IGBT也不存在二次击穿问题。与MOSFET相同，IGBT的安全工作区由最大工作电流和最大工作电压构成。为了保证正常工作，最大工作电压附近同样规定了雪崩击穿能量额定值。233



第 8 章　电感的选择

前面章节的基本电路均基于理想电感的假设，而实际电感具有电感量、电阻与电容的特性。磁心材料所产生的损耗等效于一个附加电阻的特性，选用磁心主要考虑的因素有磁导率、磁损(磁滞)、最大磁通密度(饱和)及磁心温度。

8.1　实际电感的特性

实际电感最重要的特性之一是磁通泄漏，未包含在电感内的磁通是 EMI 的潜在来源。电感可以是屏蔽的也可以是非屏蔽的，非屏蔽的电感能使用磁心或空心，空心电感仅适用于高频，因为合适的尺寸能够得到较小的电感量。绝大多数非屏蔽的电感需要磁心，磁心集中通过多数的磁通，因而能够减少泄漏磁通的大小，但是磁心的外面仍然存在一定数量的磁通。图 8-1 显示了两种非屏蔽磁心的形状。使用磁性套管包裹在绕组的外边，骨架的形状能实现部分屏蔽但并不使磁路闭合，这些外形结构通常用在非屏蔽的表面贴片功率电感中。

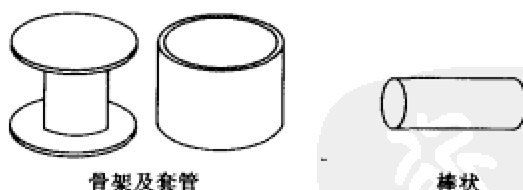


图 8-1　非屏蔽磁心的形状：骨架、套管及棒状

屏蔽电感需要一个完全环绕在电感的导线上的磁心，图 8-2 显示了不同程度屏蔽的磁心的几何形状。使用套管来覆盖骨架的两端，可以完全屏蔽骨架，许多表面贴片的屏蔽电感使用这种做法。

234
~
237

所有的电感均存在由于相邻绕组而形成的寄生电容，然而工作于开关频率时，电感可以忽略寄生电容，因为磁心仅有较少的匝数。

当较大的直流电流通过电感时，电感的导线电阻将很关键。对于一个 10A 输出的电源来讲，电感使用长度为 60cm 的导线，且要求的匝数为 10～20 匝。如果选用＃20 导线，其电阻仅为 0.02Ω，这个数相当小。然而，从表 8-1 可知，这个 0.02Ω 的电阻将产生 2W 的热量。60cm 长的＃20 导线表面积仅为 15cm^2，因而温升相当大。第二个问题

238 是0.02Ω电阻与10A电流在电感两端产生0.2V压降，对于绝大多数直流电源来说，这个压降的影响很大。表8-1给出了载流能力、导线尺寸及电流密度之间关系的一个例子，注意的是表8-1中的温升仅适用于单层绕组，而多层绕组的温升将更大。

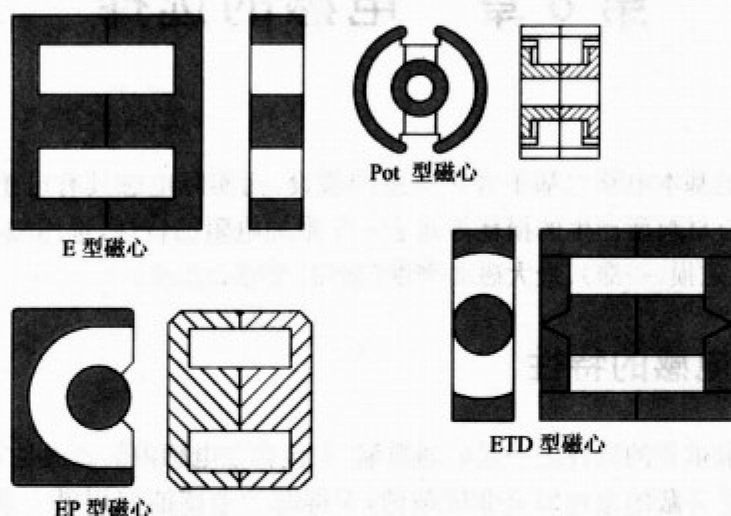


图8-2　屏蔽电感的磁心的不同几何形状

表8-1　不同AWG线规的载流能力

AWG线规	200 A/cm² 5℃上升	400 A/cm² 15℃上升	600 A/cm² 30℃上升	800 A/cm² 45℃上升
8	16.5	33.0	49.5	66.0
10	10.4	20.8	31.2	41.6
12	6.53	13.1	19.6	26.1
14	4.11	8.22	12.3	16.4
15	3.26	6.52	9.78	13.0
16	2.58	5.16	7.74	10.3
17	2.05	4.10	6.15	8.20
18	1.62	3.25	4.88	6.50
20	1.02	2.05	3.08	4.10

一些磁心制造商，如Micrometals，在其产品目录中给出了不同铁粉心相对导线尺寸的温度数据，但是其他部分并不具有太大的参考价值。

对于线圈与变压器来讲，标准的导线表中通常给出基于300A/cm²载流能力的数值；而对于家用导线来讲，电流密度将是600A/cm²，这个数值给出了实验测量的起始点。导线制造商并未给出关于电流密度、载流能力、温升与导线型号之间对应关系的有用信息，最好的做法是绕制实际电感且在实验室中测量其温升，这时绕组中需要通过额定直流电流。

由于存在集肤效应及绕组中交流分量，导线也存在交流电阻，其阻值随着频率的提高而增大，圆形导体中出现集肤效应时的截止频率可以由下式计算：

239

$$f=124/d^2 \quad (8\text{-}1)$$

上式中，f 的单位为 MHz；d 的单位为 mil。

超过截止频率时，通过使用多线并联、利兹线或扁平导体，集肤效应所引起的电阻可以得到降低。多线并联虽然降低了电阻阻值，但额外的匝数增大了绕组之间的电容值。利兹线由多个导体组成，其编织方式可以最小化导体间的电容。利兹线在500kHz以下时非常有效，但是当频率升高至3MHz以上时，由于线束之间电容的影响，其有效性将变得不甚明显。电感一般很少使用扁平导体（铜条或铜带），这是由于通常要求一定的匝数，并且用于电感时，扁平导体也具有更大的寄生电容。

8.2 磁心的特性

磁性材料由极小的磁畴组成（相当于几个分子）。未加外部磁场时，这些磁畴随意排列；施加外部磁场时，磁畴开始依据外部磁场进行排列，并从磁场中吸收一定的能量，因而这种排列受外部磁场的控制。外部磁场强度增大时，更多的磁畴将完全依据磁场进行排列。当所有的磁畴依据磁场进行排列时，磁场强度进一步增大而不受材料影响，这就称为饱和。如果外部磁场减弱，磁畴将试图恢复到初始的方向。然而，并不是所有的磁畴都能够恢复至初始方向，有些磁畴将吸收的能量转化成热能，而并不返送回外部磁场，这个特性称为磁滞。磁滞损耗是介质损耗的等效形式，这是由于材料的电子与外部磁场的相互作用而形成。

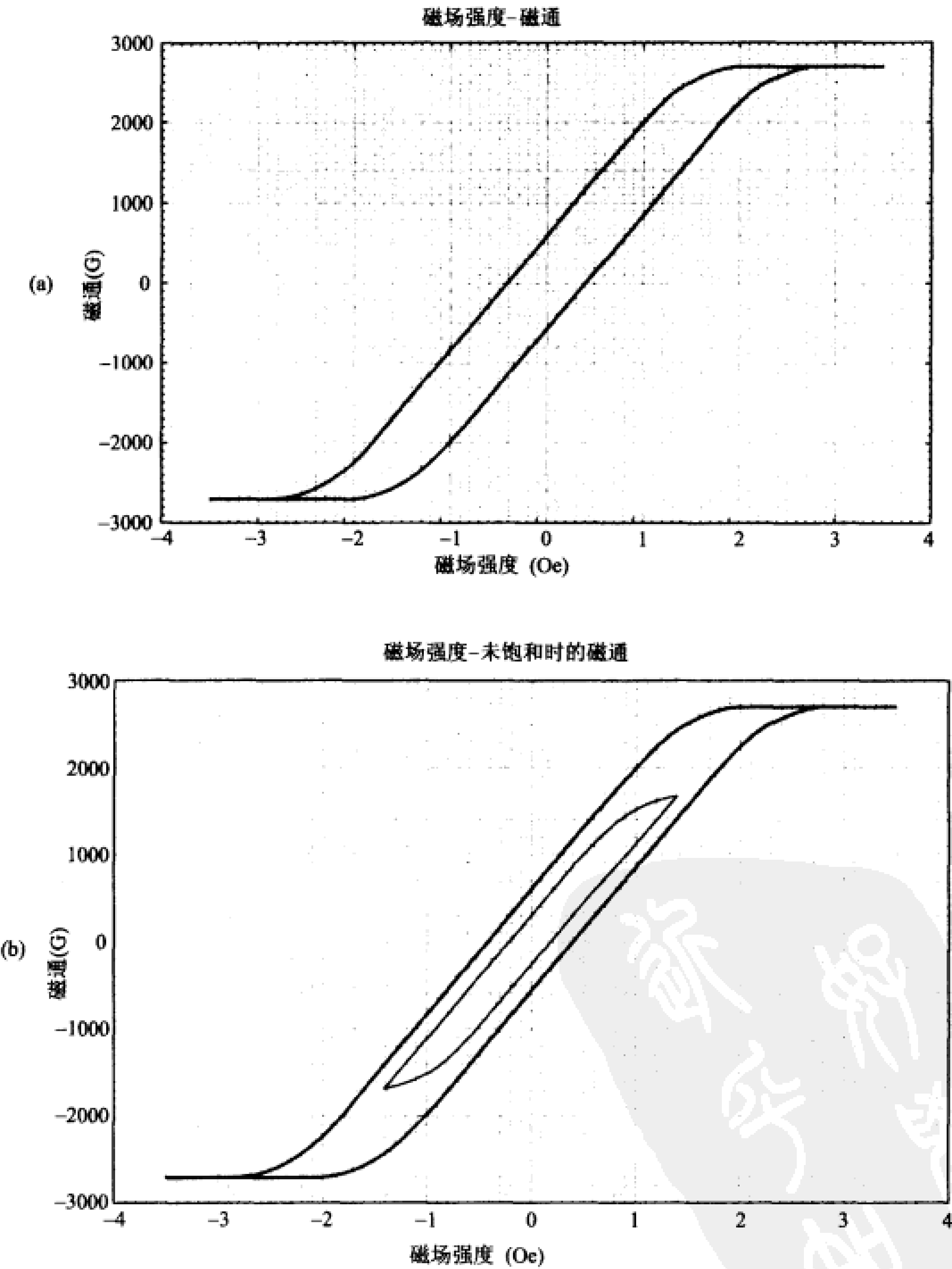
图8-3a显示了一个典型的B-H曲线，它描述了材料磁通，即磁畴排列程度与磁场强度（H）之间的关系，曲线的形状表明了材料的磁滞，实际上显示了B与H的最大限制。如果外加一个不足以产生饱和的交变磁场，将形成一个较小封闭区域的曲线，如图8-3b所示，这种情况出现在变压器的双极驱动电路中，如推挽电路或桥式电路。另外，如果外加一个不改变方向的变化磁场，将得到一个具有更小封闭区域的曲线，如图8-3c所示，这种情况主要出现在Buck变换器的滤波扼流圈中。

240

所施加到电感磁心的磁场强度为：

$$H=\frac{(0.4\times\pi\times N\times I)}{l_e} \quad (8\text{-}2)$$

上式中，N为匝数；I为电流，单位为A；l_e为磁心中的磁路长度，单位为cm；H的单位为奥斯特（Oe）。



241　图 8-3　(a)典型 B-H 曲线，描述了材料的磁通(B)，即磁畴排列程度与磁场强度(H)之间的关系
(b)不足以产生磁饱和的交变磁场将形成具有较小封闭区域的曲线

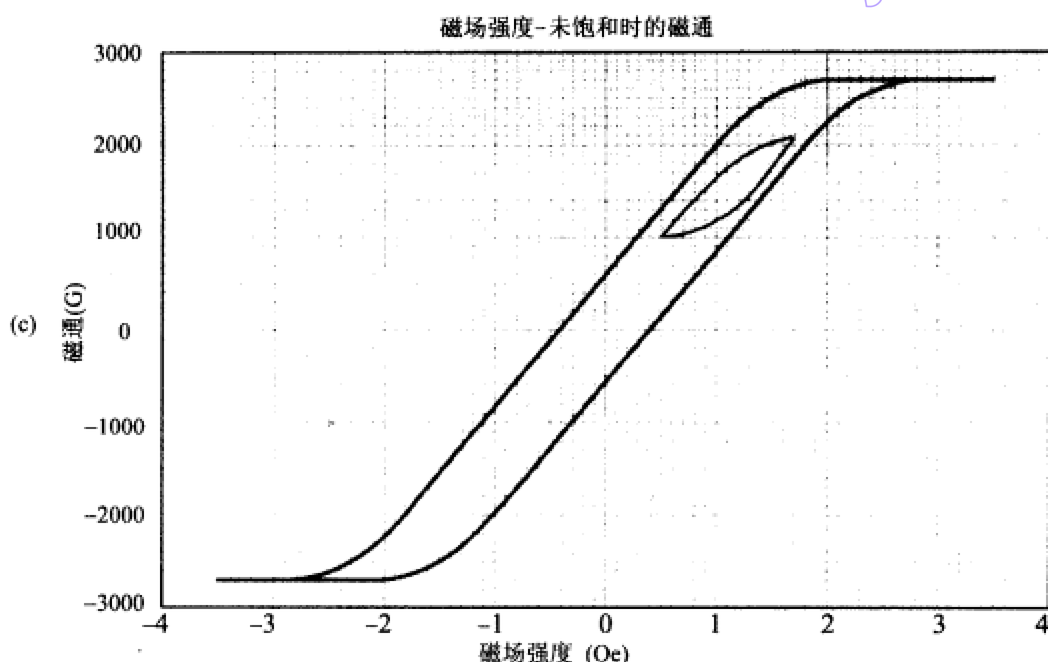


图 8-3 (c)不改变方向的变化磁场将形成具有更小封闭区域的曲线(续)

磁导率是 B-H 曲线的斜率，图 8-4 显示了磁心工作于两个不同的区域，磁导率为通过 B-H 曲线中心直线的斜率，图 8-4b 中的磁导率小于图 8-4a 中的。磁心饱和的时候，相对磁导率降至接近 1，这时的电感量近似为无磁心时的情形(通常为极小值)。绕组的电感量随着磁心磁导率的增加而增大，磁心相对磁导率 20 的电感量是磁心相对磁导率 10 的两倍。

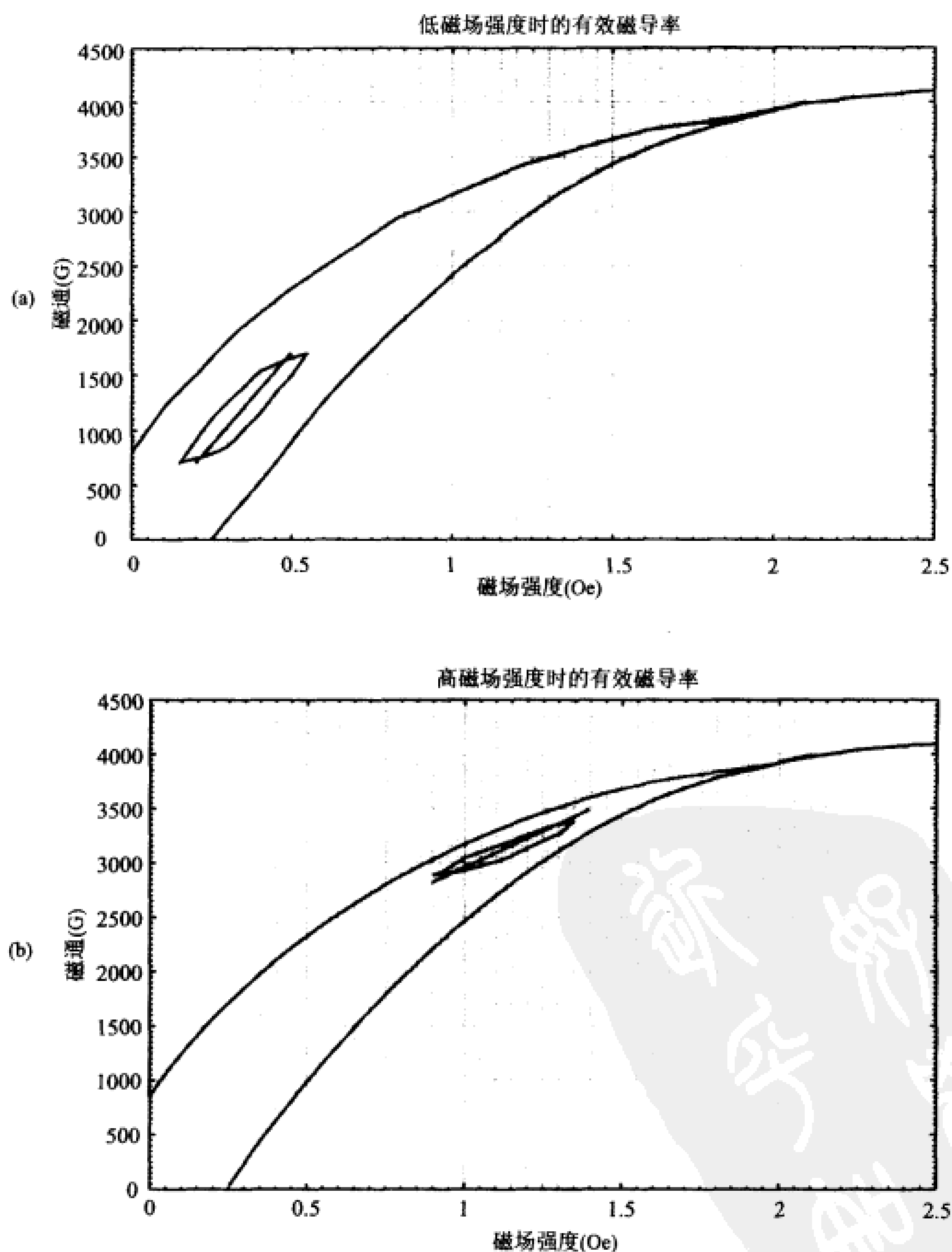
242

如果给电感施加一个变化的电压，磁场强度将是变化的，并且不同尺寸的磁心将产生不同的磁场。低电阻材料构成磁心时(比如铁)，变化的磁场将在磁心材料内部感应出小的电流环路。这个电流所产生的磁场方向与施加的磁场相反，因而磁心中将导致热的产生，这个电流称为涡流，磁心中涡流产生的热量形成电感中等效的交流电阻。涡流的大小反比于施加磁场的频率，因而更高的频率将引起更小的涡流，但是更高的频率会引起更大的总损耗。可用薄钢片降低工频与音频的涡流，高于工频时，铁或钢很少用于电感磁心，因为不能通过控制迭片的厚度来限制涡流损耗，但是这种方法在工频时有效。

铁氧体与铁粉是用于开关电源电感的两种磁心材料。

铁氧体是一种包含有氧铁与金属氧化物的陶瓷材料，最常用的磁性材料是锰-锌或镍-锌，磁性材料中混合有机物，然后在炉窑中高温燃烧而形成陶瓷。由于是陶瓷材料，铁氧体能通过改变铸造模具而生成许多不同的形状，也可在高温燃烧后进行机加工生成平滑的表面与精确的尺寸。电源使用的铁氧体磁心通常由高磁导率的锰-锌化合物构成，由于氧化物与有机物的绝缘特性，在材料正常的工作范围以内铁氧体的涡流损

耗很低。材料电阻值比金属高得多(达三四个数量级),涡流损耗随着频率的提高而增大,但是这些损耗与钢片中的涡流损耗相比却低得多。



243~244

图 8-4 工作于 B-H 曲线两个不同部分的磁心;(b)中的磁导率比(a)中的小得多

产品目录与应用手册中所指的"软磁"与材料的机械硬度无关,仅指材料的B-H曲线。当外磁场强度消失时,软磁材料具有相当低的剩磁;反之,硬磁材料的剩磁几乎相当于饱和磁通密度,陶瓷制成的永久磁铁就是"硬磁"。

碾磨的铁粉与其他合金组成的精细颗粒与绝缘材料的涂层构成磁粉心,并使用模具对其进行挤压与烘烤,通常为环形或棒状,但是有些制造商也可生产出其他的形状,如E形。由于涡流损耗,磁心的大小限制了磁粉心的上限频率。

应用于电源中的电感通常制成闭环,以使整个磁场包含在电感的内部,因此磁通大小与磁心的存储能量将代表磁心材料的特性。如果在环路中添加非常小的气隙,闭合磁路的磁通将快速增大。由于空气的相对磁导率为1,且磁心材料的相对磁导率为几千以上,磁心中的大部分能量将存储在气隙磁通中。如图8-5所示,气隙降低了磁心的有效磁导率且改变了B-H曲线的形状,图8-5中的磁性材料相同于图8-4,注意到曲线在大约25Oe进入饱和,而不是2.5Oe。所以气隙也增大了饱和时的磁场强度,这是由于所加磁场强度大多存储在气隙中。

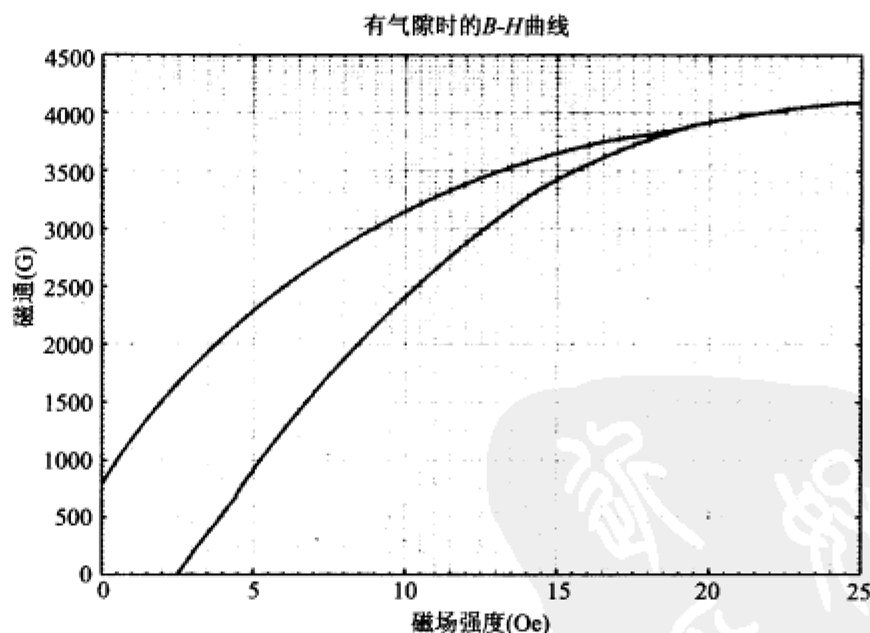


图8-5 气隙降低了磁心的有效磁导率而且使B-H曲线的斜率更大(磁心材料与图8-4的相同)

可以在铁氧体磁心某一表面添加气隙,气隙的大小决定磁导率降低的程度。铁粉颗粒周围的绝缘粒构成铁粉心的内在分散气隙,均匀分布的气隙是功率电感的一个主要优点,具有泄漏的气隙的磁心是EMI的潜在来源。电感中气隙的磁场可能会干扰系统中的其他器件,电源系统也可能会干扰电感中的磁场。如果需要使用气隙磁心,为了使磁场泄漏最小,使用小气隙的大磁心比使用大气隙的小磁心要好。如果气隙较

小，会更容易控制磁心的电感量，同时较大的气隙会造成其他问题，如磁心中绕组与磁场相互作用。

有几种磁心能构成闭合磁路，并且有足够的磁场屏蔽。中柱开有气隙的E形磁心提供适中的屏蔽；罐形磁心提供最大的磁心屏蔽，并且容易使用机加工开出气隙，然而罐形磁心具有很差的散热特性，并且难以绕制成较大直径导线的线圈；RM、DS与RS形磁心是罐形磁心的变形，具有较好的散热特性且允许更大的线径，气隙开在中柱时，这些磁心仍然有足够的磁性屏蔽。供应商能提供这些标准形状，并且可以通过机器将气隙开在中柱上，以利于电感的方便使用。最终的电感可以通过一半有气隙与一半无气隙的磁心构成，或使用两个均开有气隙的磁心，标准气隙长度与无气隙磁心的组合将更灵活地设计电感。铁氧体磁心电感的主要优点是线圈可以通过机器绕制在塑料骨架上，然后线圈可以装配在两个各为一半的磁心上，这两个半个的磁心通过胶水装配在一起形成最终成品。标准气隙通常形成特定 A_L 值，因而不同标准气隙尺寸可用于不同的材料。

246

磁心中的磁滞损耗正比于频率与交流磁通密度，图8-6给出了典型 Magnetics 铁氧体材料（R型）的一组功率损耗曲线。交流磁通密度和磁心体积决定从绕组吸收并转化为热量功率的大小。图8-7显示了几种 Magnetics 与 Ferroxcube 铁氧体材料在 $300mW/cm^3$ 下的乘积（$B\times f$），下面的公式给出了电感的交流磁通密度：

247

$$B=\frac{E_{AVG}\times 10^8}{4\times A\times N\times f}(G)=\frac{L\times \Delta I\times 10^8}{2\times A\times N} \tag{8-3}$$

上式中，A 为磁心截面积，单位为 cm^2；N 为线圈匝数；f 为开关频率，单位为 Hz；E_{AVG} 为所施加的方波交流电压，单位为 V。

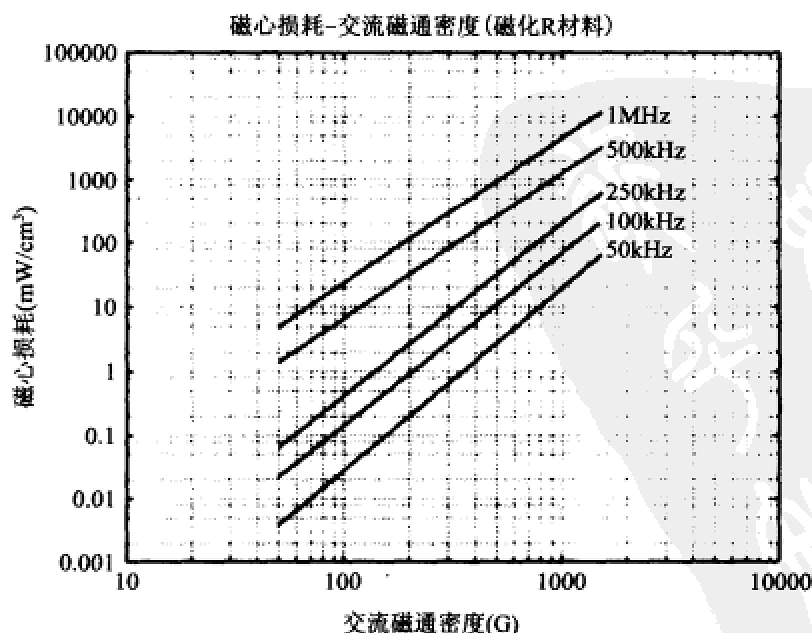


图8-6　典型磁化铁氧体材料（R型）的一组功率损耗曲线

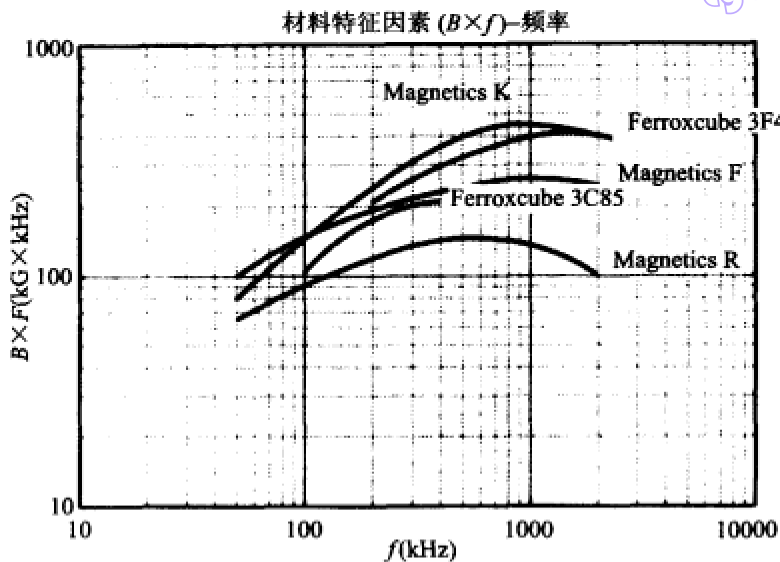


图 8-7 几种磁性材料与铁氧体软磁性材料在 300mW/cm³ 下的 $B\times f$ 特征曲线

工作温度会影响磁心参数，图 8-8 显示了 Magnetics 公司 R 型铁氧体材料磁导率与温度、磁心损耗与温度及饱和磁通密度与温度的关系，高温下磁导率将急剧下降至 1，这个温度就是居里温度。对于大多数磁性材料来讲，在磁心达到居里温度之前绕组中的其他部分已经熔化。 248

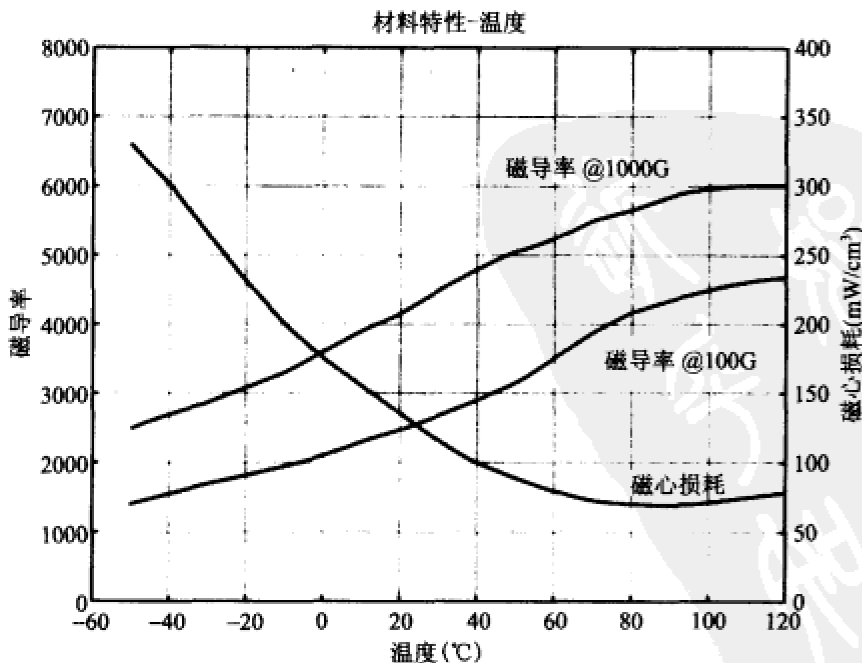


图 8-8 R 型铁氧体材料的磁导率、磁心损耗及饱和磁通密度与温度的关系

直流偏置电流使磁粉心的磁导率随着磁场的增大而逐渐下降，图8-9给出了几种铁粉磁心材料的磁导率对应于外加磁场强度增大而降低的情况。交流磁通密度对磁导率具有反作用，如图8-10所示。对于开关电源滤波扼流圈，理想的情况是稳定不变的磁导率。图8-11显示了磁导率随工作频率变化而变化的情况，但在开关电源频率附近，由频率变化引起的感抗变化最小。与铁氧体材料类似，磁粉心也具有磁心损耗相对交流磁通密度的特性，图8-12显示了Micrometals公司-26材料磁心损耗相对交流磁通密度与频率的特性，所有Micrometals磁粉心材料的磁导率具有正的温度特性。

249

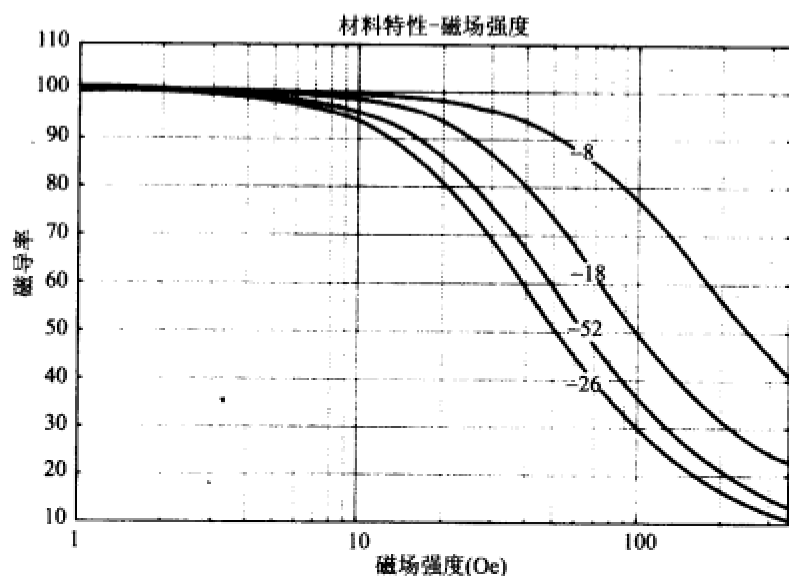


图8-9　几种铁粉磁心材料的磁导率随磁场强度增加而减小的曲线

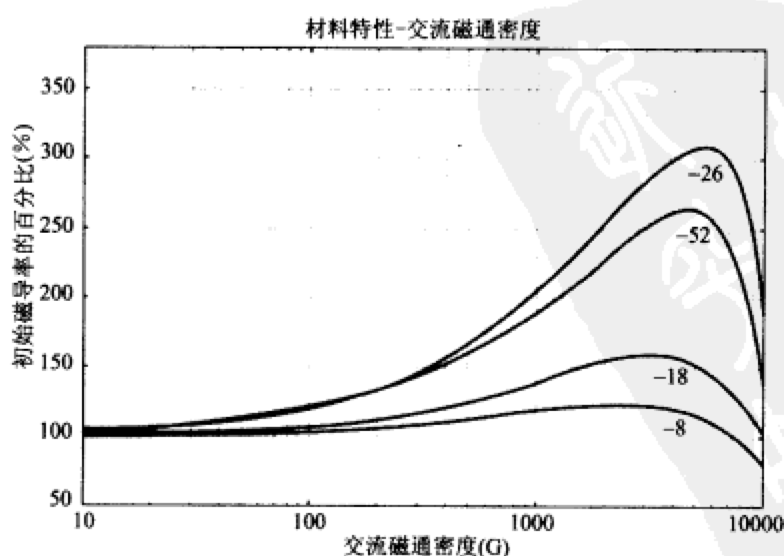


图8-10　交流磁通密度对磁导率的影响

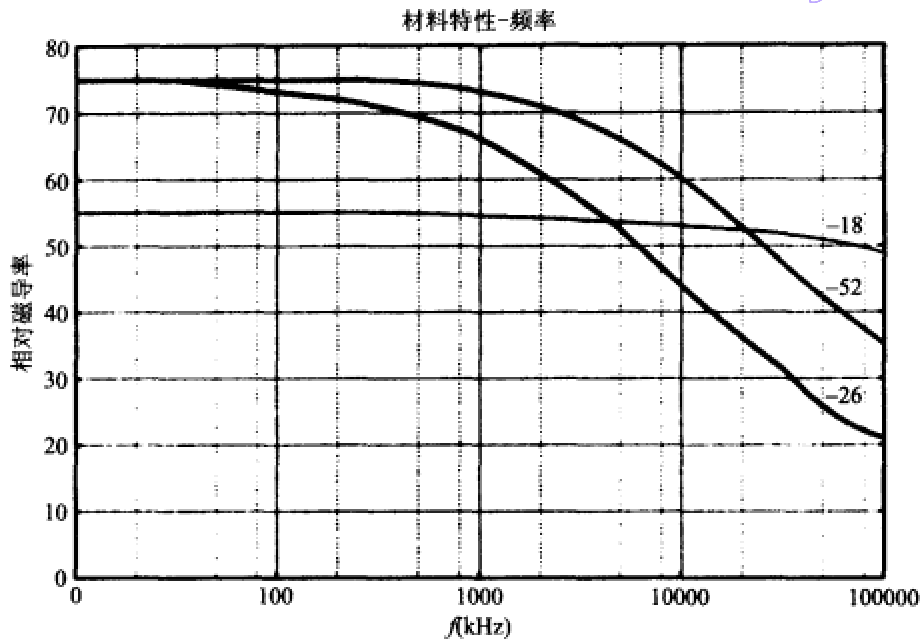


图 8-11 由工作频率引起的磁导率变化

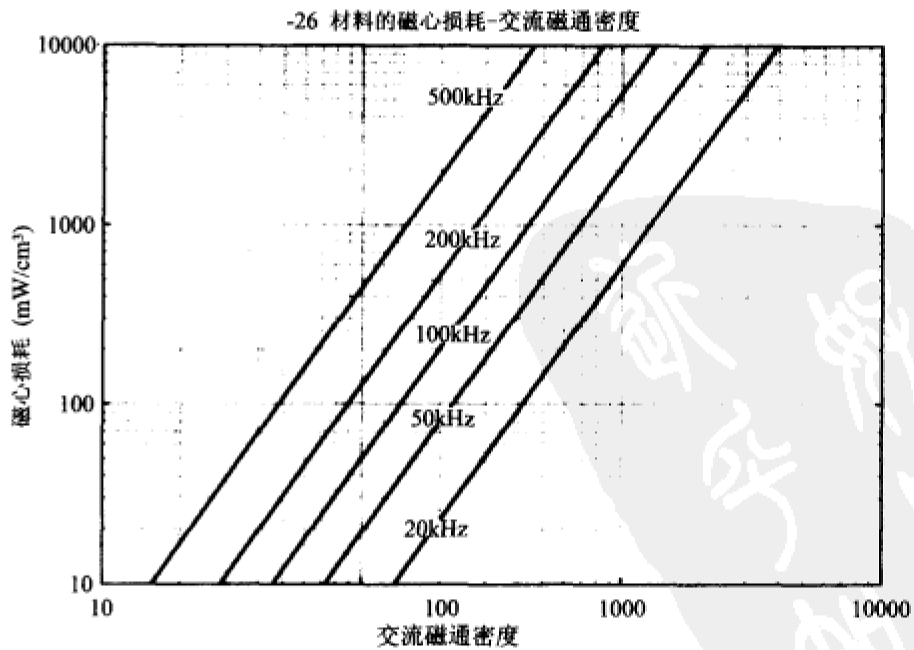


图 8-12 -26 铁粉磁心材料的磁心损耗与交流磁通密度和频率的关系

8.3　环形扼流圈中磁粉心的设计

正激与Buck变换器需要使用扼流圈电感，然后平滑方波脉冲得到直流值。这些变换器通常工作于连续导通模式，这就意味着电流中有大的直流分量与小的交流分量。较大的直流偏置电流流过线圈将在磁心中产生极大的磁场，电感中的气隙大多数情况下都是必要的，以确保磁心不会饱和。由于成本、磁导率考虑、EMI控制及装配容易程度，环形磁粉心经常选作平滑扼流圈。

250

Micrometals公司的Mix-26(黄白)与-52(绿蓝)是最经济的磁粉心材料，这些材料也表现出由于环境因素引起的最大磁导率变化，Mix-52推荐用于高于100kHz，而Mix-26用于低于100kHz的频率范围。如果设计中的负载需要大的输出电流(比如SSB发射机电源或音频功率放大器)及恒定电感，Mixes-18与-8是较佳的选择。磁通、外磁场强度及频率变化时，这些材料具有更稳定的特性，其磁导率更低(55与35)而价格大约是同尺寸磁心的两倍，因而有时也需要更大的磁心，最终成本将是-26或-52磁心的四倍。

251

表8-2说明了绕制不同Micrometals磁环单层绕组的最大匝数，表8-3列出了不同磁心尺寸的磁路长度。同时必需考虑由于直流磁通引起初始磁导率的变化。Mecrometals的应用目录中列出了详细参数，这些表格只是其简化版本。

表8-2　单层绕组匝数与AWG线规

线规	T-200	T-130	T-106	T-94
10	33	20	12	12
12	43	25	16	16
14	54	32	21	21
16	69	41	28	28
18	88	53	37	37
20	111	67	47	47

表8-3　不同Micrometals磁环的磁路特性

磁心	路径长度(cm)	面积(cm^2)	体积(cm^3)
T-94	5.97	0.362	2.16
T-106	6.49	0.659	4.28
T-130	8.28	0.361	2.99
T-200	13.0	1.27	16.4

下面的例子将设计一个用于正激变换器的扼流圈。设计要求是15μH电感量与20A直流电流，其最大纹波为2A，限制温升为40℃，因而从线规表格中可选用600A/cm^2，允许附加10℃磁心发热的温升。开始选用T-106-26磁心以检查这样的设计是否可行，选用这种磁心的原因是其体积适中而价格低廉，这种磁心的A_L为900μH/100匝。首先，计算所需要的匝数：

252~253

$$N = 100(L/A_L)^{1/2} = 100\times(15/900)^{1/2}$$
$$= 100\times(0.0167)^{1/2} = 13\text{匝} \tag{8-4}$$

从表 8-2 可知 13 匝的 #12 导线适合这个磁心，从表 8-1 可知 #12 导线允许 19.6A 的电流，这个数值已经足够接近 20A 的设计目标。现在将验证磁心参数是否满足磁心的极限值，公式 8-5 给出了施加于磁心的磁场强度：

$$H=(0.4\times\pi\times N\times I)/l=(0.4\times\pi\times13\times20)/6.49=50.3\text{Oe} \tag{8-5}$$

使用图 8-9，验证 50Oe 已低于磁心的饱和点。

从图 8-9 可以计算由于直流偏置所引起的磁导率变化，这个曲线显示了磁导率降低 50%的情况。

基于这个降低的磁导率，可以进一步调整绕组的匝数：

$$N = 100\times(L/(A_L\times0.51))^{1/2}$$
$$= 100\times(15/(900\times0.51))^{1/2} = 18\text{匝} \tag{8-6}$$

下一步计算磁心损耗与基于交流磁通的磁导率增加。由于图 8-10 指示磁导率已增大，并且由于直流的下降与交流的增加将相互抵消，因而可以尝试使用 13 匝。

$$B=\frac{2\text{A}\times15\mu\text{H}\times10^8}{2\times0.659\times13}=175\text{G} \tag{8-7}$$

由于交流磁通密度的影响，磁导率有大约 30%的增加，如果考虑总的影响(50%×130%)而增加匝数，需要 16 匝以得到所要求的电感量，总的影响似乎需要 18 匝，这可能是一个合理的选择。现在计算由于交流磁通密度而产生的热量，可以使用图 8-12。

$$P=120\text{mW/cm}^3\times4.28=510\text{mW} \tag{8-8}$$

温升大约为：

$$\Delta T = (P(\text{单位 mW})/\text{表面积}(\text{单位 cm}^2))^{0.833}$$
$$= (510/26.5)^{0.833} = 11.7^\circ\text{C} \tag{8-9}$$

另外表面积必须要进行计算，制造商并没有给出这个参数。

由于不能单层绕制 18 匝的 #12 在这个磁心上，因而必须要绕制 2 匝的 #12 在单层之外，这可能引起稍微更高的温升，但是由于交流产生的热量足以接近设计目标，因而设计裕量可能较大。在最大的电流下，这个电感很可能会达到 45℃的温升。

254

如果很关注温升，可以重新设计磁心以降低磁通密度与温升。第一步是选择一个 Mix 系列的磁心，这样在开关频率下具有更低的磁心损耗，Mixes-52、-8 与-18 在 100kHz 均具有比-26 更低的损耗。由于-52 的 A_L 与-26 相同，这两种磁心材料具有相同的线圈匝数。对于 18 匝的电感，其功率损耗为：

$$P=80\text{mW/cm}^3\times4.28=340\text{mW} \tag{8-10}$$

$$\Delta T=(P(\text{单位 mW})/\text{表面积}(\text{单位 cm}^2))^{0.833}$$
$$=(340/26.5)^{0.833}=8.4^\circ\text{C} \tag{8-11}$$

从上面可以看出，换成更好的 Mix 系列，磁心将下降 30%。如果希望磁心损耗下降更多，可以考虑价格更贵的-18 材料，这将需要更大的磁心，因为磁心这时已经达到 #12 导线的最大线圈匝数。温升与磁心体积和面积相关，注意到磁心体积随着直径的

立方增大，而其表面积随着直径的平方增大。功率损耗与体积成正比，因而必须减小磁心中的交流磁通以保持温升不变。选用 Mix-18 需要更多的匝数以降低磁通，但是已有更大的磁心体积，下面将看到 T-130-18 磁心是否能改进磁心损耗。

$$N=100\times(L/A_L)^{1/2}=100\times(15/580)^{1/2}$$

$$=100\times(0.0167)^{1/2}=16\text{ 匝} \tag{8-12}$$

$$H=(0.4\times\pi\times N\times I)/l=(0.4\times\pi\times16\times20)/8.28=48.6\text{Oe} \tag{8-13}$$

由上式可知，由于直流磁通的作用，磁导率将存在 74%的降低。

$$N=100\times(L/(A_L\times0.74))^{1/2}$$

$$=100\times(15/(580\times0.74))^{1/2}=19\text{ 匝} \tag{8-14}$$

$$B=(2\text{A}\times15\mu\text{H}\times10^8)/(2\times0.698\times19)=113\text{G} \tag{8-15}$$

$$P=24\text{ mW/cm}^3\times5.78=138\text{ mW} \tag{8-16}$$

$$\Delta T=(P\text{ (单位 mW)}/\text{表面积(单位 cm}^2))^{0.833}$$

$$=(138/29.4)^{0.833}=3.6℃ \tag{8-17}$$

由以上可以看出，使用更贵的磁心能够满足温度的目标，并且具有大的裕量。另255外，增大了 Mix-26 电感的电感量，因而纹波电流仅为一半。只要应用中可接受更慢的瞬态响应，这将是一个有效的方案。

磁通密度公式的分子将保持恒定（电流为一半，而电感量则加倍），因而必须增加匝数以降低磁通密度。电感量是 A_L 与 N 平方的函数，只要所要求更大磁心中 A_L 的增大低于 1.414，则这个关系一直存在。由于体积比表面积更大，更大的磁心将潜在地增大损耗，另一个计算方法可以确保 T-130-26 磁心的电感量为 30μH。

$$N=100\times(L/A_L)^{1/2}=100\times(30/810)^{1/2}$$

$$=100\times(0.037)^{1/2}=19\text{ 匝} \tag{8-18}$$

$$H=(0.4\times\pi\times N\times I)/l=(0.4\times\pi\times19\times20)/8.28=57.6\text{Oe} \tag{8-19}$$

由上式可知，由于直流磁通的作用，磁导率将存在 46%的降低。

$$N=100\times(L/(A_L\times0.46))^{1/2}=100\times(30/(810\times0.46))^{1/2}=28\text{ 匝} \tag{8-20}$$

$$B=\frac{1\text{A}\times30\mu\text{H}\times10^8}{2\times0.698\times28}=77\text{G} \tag{8-21}$$

$$P=30\text{mW/cm}^3\times5.78=173\text{mW} \tag{8-22}$$

$$\Delta T=(P\text{(单位 mW)}/\text{表面积(单位 cm}^2))^{0.833}$$

$$=(173/29.4)^{0.833}=4.4℃ \tag{8-23}$$

由于 A_L 的数值低于 T-106-26，且这个电感的 H 值更大，所以磁心的感抗可能下降得更多。然而更大的磁心通常存在更大的 A_L 数值，使用更大的磁心需要的匝数将更少，因而更大的 A_L 将不会使匝数快速增加，这样足以抵销磁心体积增大所带来的影响。

8.4 Boost 变换器中磁心的选择

以上 Buck 变换器的磁心工作在正反馈的区间，电流增大时电感量下降，这样就会

允许更大的电流流过。使用 Mix-26 磁心的 Buck 变换器需要电流限制，以确保正反馈不会造成破坏。Boost 变换器的磁心使用较小的电感，但工作在较大的磁场强度下，因而更重要的是评估在恶劣工作条件下磁心发生饱和的可能性。总的来说，电感设计在温度的正反馈区间非常危险。

256

下面设计第 4 章中 Boost 变换器的电感。要求的电感量为 15μH，工作于 1.4MHz 的开关频率下，100mA 的纹波电流，2.6V 输入电压时直流电流为 450mA，这个电流等级是低的，因而可以从一些公司如 Coilcraft、Toko 或 JW Miller 购买成品电感，Coilcraft 公司在其网站上有一个很好的计算器，可以验证计算过程，并且给出了适用于这种设计的电感产品列表。在直流偏置引起电感量降低与交流磁通损耗引起温升方面，说明了电感的载流能力，显示饱和电流发生在电感量由于直流偏置下降了的 10%处，给出了由于交流磁通产生的温升。该网站列出了大约 50 个符合我们设计要求的电感，包含表面贴片、不同形状、屏蔽与非屏蔽的产品，其中两种屏蔽表面贴片电感看起来符合要求：DS3316P-153 与 MSS6132-153，这两种磁心都没有因为直流偏置而出现感抗下降的情况。

更高电流的 Boost 变换器需要特别的设计，第 4 章中第一个 Boost 变换器的例子需要 32μH，100kHz，20.8A 直流电流及 4.2A 的交流电流。在 Buck 变换器电感的设计中，可以看到磁粉心由于承受交流纹波而产生过热，因而可以选择 Magnetics 公司 R 材料的 E 形磁心用于这个电感中，这种材料是一个较好的选择，因为其磁导率随着温升与磁通密度的增加而增大，如图 8-6、图 8-7 及图 8-8 所示，并且也可以看到温度上升至 100℃时，磁心损耗实际已经下降，从磁通密度和磁导率的关系图中可以看到，为了避免饱和引起的感抗下降，必须保持磁通密度低于 2000G。

Magnetics 公司建议导线的电流密度为 500cm/A，与表 8-1 中的 400A/cm^2 等效，10 号线适用于设计中的直流电流。从集肤深度的截止频率等式可知，#10 导线会在频率高于 12kHz 时出现集肤效应，因而需要考虑由于集肤效应引起的附加损耗。对于各种 E 形磁心，Magnetics 公司提供了一个对应于最大存储能量的 A_L 曲线，如图 8-13 所示，存储的能量正比于 LI^2。

这个设计中的电流为 22.9A，因而 LI^2 为(32Uh×22.9×22.9)，即 17mJ。从图 8-13 可以看出，A_L 低于 160 的 45021-EC 或 A_L 低于 550 的 45528-EC 的磁心均适用于这个电感，45021 磁心的规格书显示 160 的 A_L 需要 0.1in 的气隙，因而这可能不是一个好的选择，而 45528 磁心显示 0.025in 的气隙将产生 500 的 A_L，A_L 的磁心曲线显示 400 是一个标准的气隙尺寸，因而这个磁心需要 0.035in 的气隙，且磁性材料为 R。

257

现在可以计算线圈的匝数与其他参数，注意到 A_L 为 mH/1000 匝，因而对于磁粉心为μH/100 匝。

$$N=1000\times(0.032\text{mH}/400)^{1/2}=9\text{ 匝} \quad (8\text{-}24)$$

$$B=(L\times\Delta I\times10^8)/(2\times A\times N)=(2.1\times32\mu\text{H}\times10^8)/(2\times3.5\times9)=110\text{G} \quad (8\text{-}25)$$

258

$$P=0.15\text{ mW/cm}^3\times43.1=6.5\text{mW} \quad (8\text{-}26)$$

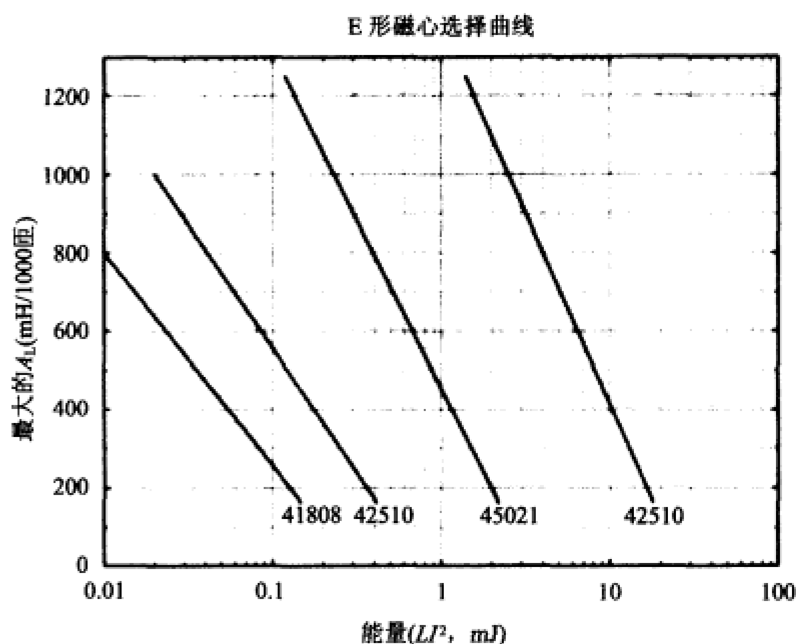


图 8-13 各种E形磁心最大存储能量与 A_L 的诺模图

因而交流磁通引起的温升可以忽略。

使用6根＃18导线并联以降低集肤效应，并且仍然具有相同于＃10的电流能力，但是这个电感将具有更大的绕组间寄生电容。另外的选择是可以使用7根＃19导线绞合在一起，以产生等效的单根＃10导线。实验室中可以采用＃10与＃18的方式分别测量功率损耗，以观察线径对电感特性的影响。[259]

第9章 变压器的选择

前面章节的基本电路均基于理想变压器，但是实际的变压器也存在电感、电阻及电容。由于磁心材料的损耗将增大等效电阻。上一章中电感的实际考虑也适用于变压器，并且必须将铜损与铁损作为设计过程的一部分，以避免变压器承受高温。由于反激变换器中的耦合电感相似于变压器，这样耦合电感也成为需要考虑的问题。

9.1 变压器的特性

如果二次侧开路，理想变压器一次侧无电流流动。但在实际变压器中，二次侧开路时仍有小部分的电流流动，这部分电流称为激磁电流，这是由一次绕组电感产生的。变压器传输功率的时候，这个激磁电感应与实际数值相同，因而激磁电流仅占总电流的一小部分。传输功率时，实际变压器等效于一个极小的电阻与激磁电感并联。由于激磁电感的电流与所施加的电压存在90°相位差，因而正弦波应用时激磁电感不会消耗功率。实际变压器的另一个特性是并不是磁心中所有的磁通均交链着每匝线圈，这种不平衡的现象产生了一次与二次漏感。

260
~
263

磁心材料的选择直接影响激磁电感。理想变压器磁心应具有无限大的磁导率，并产生无限大的激磁电感。这样的磁心实际中并不存在，因而磁心的选择主要考虑额定频率时磁心具有最大磁导率与最小损耗，图8-7(第8章)可用作选择变压器的磁心材料。铁粉心磁导率较低，并不适宜用作变压器磁心，开关电源变压器中使用最多的是铁氧体磁心。

实际变压器磁心的磁导率不可能无限大，否则极小的交流电流就可能造成磁心的瞬间饱和，尤其是电感。然而，变压器二次绕组产生的磁场与一次磁场大小相等方向相反，因此变压器有可能传输无限大的功率而并不导致磁心饱和。实际变压器的限制是激磁电感(饱和)及由于交流磁通所引起的磁心损耗(温升)。

图9-1显示了实际变压器的等效电路，功率开关管导通或关断时必须给电感一个电流流通的路径，否则一次与二次漏感及激磁电感会带来问题，这个过程称为磁复位。每个线圈的电容与漏感形成一个谐振电路，功率开关管导通或关断时，这个谐振电路将会引起振铃。设计良好的变压器几乎不存在漏感，并且具有极大的激磁电感。

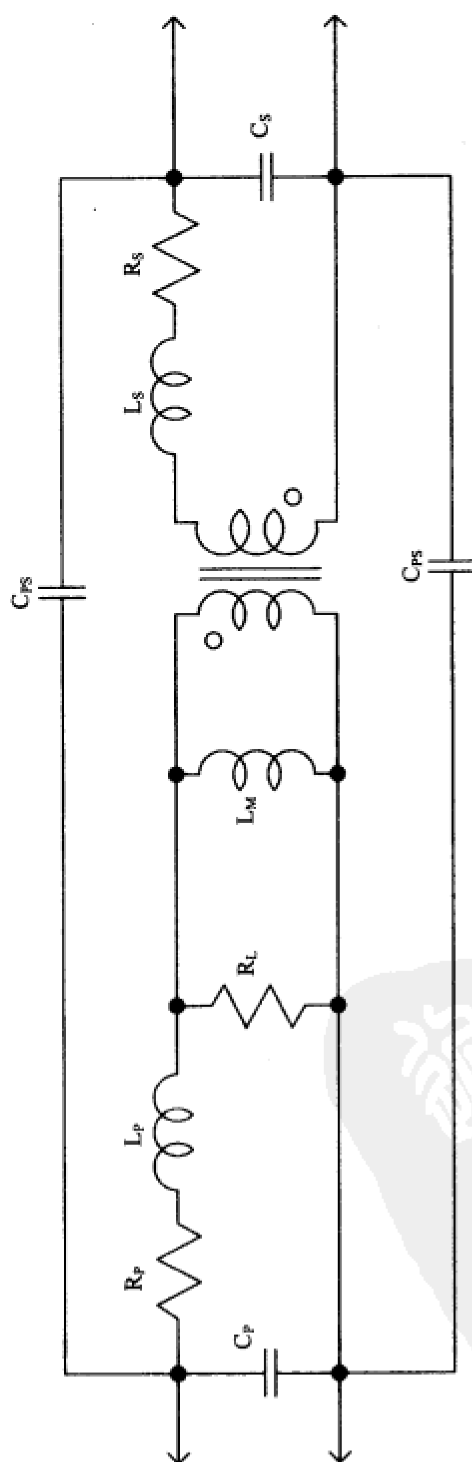


图9-1 实际变压器的等效电路

一次与二次绕组之间的电容将导致交流电压信号(如计算机电路中的高频噪声)从负载端耦合回到电源端。法拉第屏蔽是放置在一次绕组并接地的一片铜带。这片铜带完整围绕在一次侧,但终端开路,因而并未形成短路匝,而形成了一次、二次绕组到地的电容,但这并不影响变压器的磁路工作。如果EMI滤波器能够良好工作,法拉第屏蔽也不必要。由于地线的电感最终会成为电路的重要组成部分,因此高频时法拉第屏蔽的有效性将极大降低。

264

第5章中已经讨论了法拉第定律,这个定律说明电压为绕组的匝数与磁通变化的乘积:

$$E=N\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t \tag{9-1}$$

重新安排及改变上式的形式,由于为交流方波,可以得到:

$$B=\frac{E}{4\times f\times N} \tag{9-2}$$

上式中,E=峰值电压

f=工作频率

N=一次绕组的匝数

B=交流磁通密度峰值

需要注意交流磁通密度峰值,因为它同磁心损耗及饱和有关。施加于一次侧的电压增大时,交流磁通密度随之增大。由于激磁电流增大,磁通也将增大,实际工作磁通必须低于B-H曲线的拐点以避免磁心饱和。如式(9-2)所示分母中的绕组匝数,增大激磁电感后激磁电流将会下降——更多一次绕组匝数将增大激磁电感。同时工作频率也在分母中,因而增加匝数或频率能够降低变压器的交流磁通峰值。反之,对于一定的磁通密度,增大工作频率将允许更少的绕组匝数。工作频率增大后,变压器的尺寸可以减小。

9.2 安全问题

265 ~ 266

使用变压器的主要原因是提供从电源输入端到负载的安全隔离。UL公司与欧洲安规机构已经制定相关标准,UL1950和IEC950涵盖了信息技术设备的安全要求,而另外的一些标准则是针对医疗仪器或消费电子设备的要求。这些标准主要关注变压器一次、二次侧的绝缘强度及防止安全失效而带来的触电伤害。对于一些技术参数,安规机构各自存在不同名称。变压器中关注的是爬电距离(沿着绝缘体的距离)、空气距离(通过空气的距离)及绝缘强度(绝缘体的厚度)。导线周围的绝缘体基本绝缘,需要附加另外的绝缘以避免基本绝缘失效时带来的触电伤害。由于空气与绝缘体并不是理想的,因而有爬电距离与空气距离的具体技术要求。另外,污染物的危害虽小,但也将导致危险电流流过空气或沿着绝缘体的表面。

如图9-2所示,两种方法能够提供足够的绝缘与失效误差,图9-2a显示胶带加大了骨架与线圈之间的间距,因而绝缘间距与绕组结构共同为绕组之间的加强绝缘提供

足够保证。爬电距离一般为5mm~6mm,依赖于安规机构的要求。由于电流需要流过绝缘胶带的底部表面与边沿的周围,然后沿着相同距离的绝缘胶带顶部表面,最后到达二次绕组,因此用于间距胶带的宽度为爬电距离的一半。图9-2b显示了绕组中包含三层绝缘线,这种导线使用三种不同类型的绝缘材料,因而如果某层绝缘失效的话,仍然存在两层绝缘。如果担心不能通过安规机构的测试,可以寻求变压器线圈服务机构的帮助,这种机构有能力处理安规机构的问题,完成合适变压器的绕制。

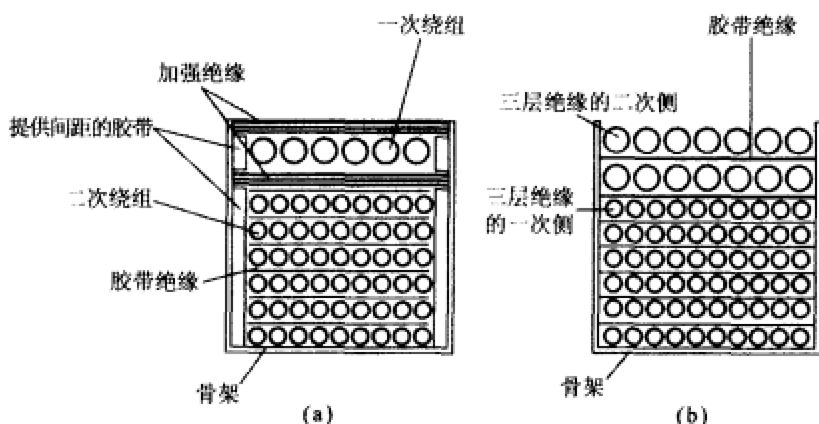


图9-2 (a)用于提供骨架与绕组间距的胶带;(b)包含三层绝缘线的绕组

9.3 实际制作的考虑

267 由于罐形与环形磁心不能提供必要的爬电距离,安规机构认为这些形状的磁心不能满足安全的要求,因而只有实际选择各种E型系列的磁心。由于E型磁心中大量的面积裸露在空气环境中,绕组的热损耗将更大。EC与ETD型磁心中的圆形中柱可使绕组每匝长度比方形截面积E磁心短11%,因此在大功率应用时具有一定的优势,同时也降低铜损及减小寄生电容。如果磁心的物理高度是设计的限制,则EFD与EPC允许比其他E型磁心系列更短的绕组。

离线式电源的一次侧一般比二次侧具有更多的绕组匝数,重要的一点是,绕制一次绕组时要尽可能靠近磁心以得到最短的导线长度。绕组的寄生电容正比于每层的表面积,由于内部具有更小的表面积,可以通过使用Z形绕组代替C形来减小寄生电容。C形绕组每层的两端具有较大电位差,电位增大时电容将引起更大的电流。Z形 268 绕组的每层都具有相同的绕制方向,这样相邻层的所有匝数具有相同电位差。每层线圈使用一层绝缘胶带以降低相邻层之间的电容,图9-3说明了Z与C形绕组绕制方法。

导线直径必须仔细考虑,因为这是变压器很大一部分损耗的来源。用于扼流圈磁心时,导线通常绕成一层以实现好的热特性。设计变压器的经验做法是使用200~300A/cm^2 的导线,使其产生的热量最小化,对于设计变压器时的适当电流密度,各个

磁心制造商也有不同的推荐值。线径越大、频率越高，集肤效应引起的损耗将越大，相似于一个大功率电阻的损耗。商用变压器使用利兹线、铜丝或铜带来降低频率的影响。导线的集肤效应不可忽视时，可以使用式(8-1)(第8章)来估计截止频率，超过了这个频率，导线的电阻值在每十倍频以3.2的因数增加。

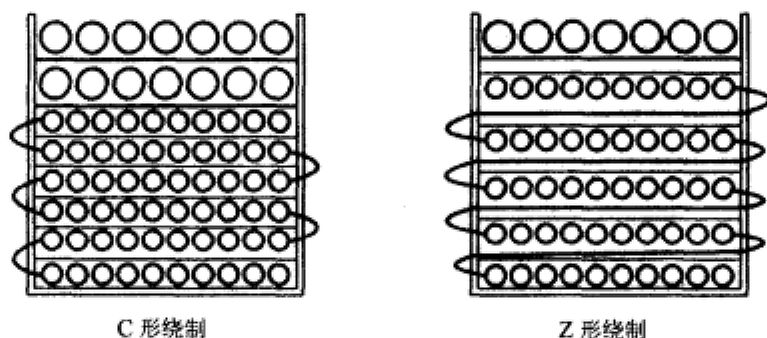


图9-3 C与Z形变换器绕组绕制方法

MWS公司生产出了一系列方形截面积的电磁线，方形对于紧密单层绕制具有优势。但是，这种扁平表面相互靠近的间距将轻微地增大电容。MWS公司也制造铜丝和铜带，铜丝的宽度为0.100in，而铜带的宽度为0.125～2in。如果导线扁平地放入一个薄条中，集肤效应将极大地降低。许多商用电源使用带状导体用于低电压、极大电流的绕组，如计算机电源中的20A/5V的绕组，这些绕组一般仅有2～5匝。

269

聚酯胶带通常用于提供安全隔离，1mil的胶带能承受5500V的隔离电压，且可达到130℃，而2mil的胶带可用于7000V。如果要求更高的工作温度，Kapton聚酰亚胺胶带能用于155℃与7500V。铜带并没像电磁线一样具有绝缘性，因而在绕组制作过程中铜带需要使用胶带。

表面积关系到温升，对于一个给定的磁心来说，更大的表面积带走更大的热损耗(更低的温升)。磁心损耗与磁心体积有关，对于一个给定的磁场密度来说，一个更大的体积将产生更多的热。问题在于体积以尺寸的立方增加，而表面积以尺寸的平方增加。一个有趣的现象是，高于25℃时铁氧体的功率损耗一般最低，因而提高工作温度有时实际上增大了效率。

铁氧体工作于20kHz以上频率时，其限制因素是由于磁心损耗带来的温升，而低于20kHz工作时，饱和磁通密度是限制因素，现代电源工作频率超过20kHz(更可能100kHz或更高)。读到关于磁心选择的旧文章或应用说明时(那时20kHz是一种高频电源)，会看到一些设计中用到了双极(AC)驱动的磁心而具有更大的功率，比如桥式变换器电路。现在的高频设计却不能这样做，因为限制因素不再是磁心的饱和，而是由于磁滞损耗所带来的温升。与单极驱动相比，AC驱动电路给磁心在最大磁通与饱和磁通之间提供更多裕量，但是即使使用单极设计，在变压器内部发生熔化之前，也不可能达到饱和磁通密度。较好的设计实例是工作在2000G以下，以确保变压器不会

饱和。

最后的实际考虑是物理尺寸，较小的磁心受到导线数量的限制，因为绕组必须要绕制在骨架上，二次绕组电流的大小决定导线的尺寸，也许有必要选择一个较大的磁心，可以放进所要求数量的全部导线。

270

9.4　正激变压器磁心的选择

以下是一个单管正激变压器设计的例子，变换器工作于100kHz，匝比为5.7∶1，输入电压为310V，总功率为100W(12.6V/8.0A)。最大环境温度为50℃，最大允许的磁心温度为100℃。实际需要两个相同匝数的一次绕组(一个用于功率部分，另一个用于磁心复位)及一个二次绕组，如第5章所述。

将选择一个Magnetics公司的磁心。第一步是阅读Magnetics网站上应用说明的表四(www.mag-inc.com)，这个表格给出了各种磁心的传递功率能力。虽然是不同的制造商，E、EC、U及ETD型磁心大部分是标准物理尺寸，因此这个表格是使用各个制造商磁心的起始点。实际上，其他的制造商，包括Ferroxcube，也有相似的表格。表格列出43515磁心适合于150W和100kHz，这是一个标准的E-375尺寸磁心，具有E-I硅钢片铁心结构相同的尺寸。选择这个尺寸的好处在于可以使用不同的磁心制造商，并且如果需要第二家磁心材料的供应商，可以使用相同的骨架。下一步是阅读功率损耗与温度的材料数据手册，找到对应于不同温度的功率损耗。由于功率变压器通常具有较大的温升，需要使用R或P类型的磁心材料。数据手册中的损耗/温度表指明了R型材料可能是最好的选择。

开始时设定二次绕组为三匝，且观察变压器能否正常工作，这也说明一次绕组为17匝，这是一次绕组匝数四舍五入取整的结果。二次绕组最好比规格值具有更多的匝数。下一步计算磁通密度：

$$B=E/(4\times A\times N\times f\times 10^{-8})=155/(4\times 0.840\times 17\times 100\text{kHz}\times 10^{-8})=2713\text{G} \tag{9-3}$$

注意到E为有效值，因此对于方波，其为$P-P/2$。

实际运行时磁通密度过大，因而需要更多的匝数。匝数加倍能使磁通密度减半，可以尝试一次绕组34匝及二次绕组6匝。计算得到的磁通密度为1350G，R型材料的损耗密度为100mW/cm^3，数据手册显示了当温度升高时损耗会略微减小。

271

磁心的体积为5.83cm^3，因而磁心将产生583mW的热量，所引起的温升可以接受。假设磁心的周长和仅有一边裸露在骨架的外面，可以得到大致的温升。从规格书可知，用于计算的表面积为16.6cm^2，使用温升的公式，

$$\Delta T=(P/A)^{0.833}=(583/16.6)^{0.833}=19℃ \tag{9-4}$$

下一步是选择导线。一次电流仅为350mA，对于300mA/cm^2的电流密度，#28导线将是足够的。磁复位绕组的电流虽然可以忽略，但是一次与复位绕组使用相同的导线尺寸更加方便。

二次绕组要求#14或#12导线，由于集肤效应的存在，这两种导线都会存在较大的损耗。#14导线开始发生集肤效应的频率为30kHz，而#12导线开始发生集肤效应的频率为19kHz，可以使用更低的电流密度以降低温升。如果不用#12导线，可以使用7根#22导线绞合在一起以达到与#12导线相同的面积，同时有效电阻将更低。另外的方式是二次绕组使用宽为0.45in而厚为0.007in的导体带。规格中允许50℃的总温升，因而铜损引起的温升可以为30℃，这样的设计中，温升将在规格许可的范围之内。

以上的分析与桥式电路中的变压器几乎相同，唯一的差异是磁通等式中的电压为输入电压，因为峰峰值电压等于施加于同一个方向电压的两倍。对于推挽变换器，将使用电源电压与一次绕组的总匝数。

9.5 反激磁心的实际考虑

用于变压器时，铁氧体磁心是最佳的选择。也可以使用铁粉心，但是并没有很多制造商生产E型的磁心。另外，铁粉心的损耗通常比铁氧体更高。 272

所有的反激磁心都要求开有气隙，以保持磁通的直流成分低于其饱和值，气隙的尺寸应尽可能地小以最小化气隙周围的磁场，一个较大的杂散磁场将产生较大的漏感。磁心电感存有能量，但是漏感却并不将储存的能量传送给输出。较大气隙的另一个问题是杂散磁场将与绕组相互作用，特别是二次绕组使用扁平带绕制时，杂散磁场将引起线圈中的涡流而增大损耗。

对于低功率设计，Pulse Engineering公司与Prem Magnetics公司提供了多种可用的非标准设计，用于Linear Technology、ST、National Semiconductor及On Semiconductor公司应用说明中的各种电路。

9.6 反激“变压器”磁心的选择

下面将设计一个60W反激变压器，输出为5V/5A，及±12.0V/1.5A，设计的要求为4.5mH的电感，310V的输入电压，50kHz的工作频率及80mA的纹波电流。5V绕组的匝比为54.4，而12V绕组的匝比为24.0。

使用Ferroxcube的磁心，第一步是从推荐列表中选择磁心尺寸，这可以从其网站(www.ferroxcube.com)上文件HB2002.pdf的第32页找到。

对于60W的等级，Magnetics与Ferroxcube公司推荐EC35磁心，3C85材料是这种频率条件的合适选择。设计中的变压器将批量生产，需要做一个无气隙磁心的预先设计，并验证实验室中的运行情况。如果标准A_L值不能产生期望的电感，可以购买带气隙的磁心以达到期望的A_L值。

第一个约束条件是必须为5V与12V绕组找到整数匝数，并且满足所要求的匝比。

273 匝比可以是 54.4/24.0 或 2.267，这个数值接近 2.25，因而初始设计中，5V 绕组的匝数为 4，12V 绕组的匝数为 4×2.267 或 9.068 匝，9 匝非常接近期望值。在这个实际例子的初始设计中，5V 绕组为 8 匝，而 12V 绕组为 18 匝。但是进行匝数计算的时候，要求的 A_L 低于 100nH/匝，因而必须进行另一个迭代，现在计算所要求的一次绕组匝数。

$$一次绕组匝数=4\times 54.4=217.6 \tag{9-5}$$

因而可以四舍五入至 217。

电感的标准等式为：

$$L=A_L\times N^2 \tag{9-6}$$

因而可以将这个等式重新安排以得到 A_L：

$$A_L=L/N^2=0.0045/47\,089=95.6\ \text{nH/匝} \tag{9-7}$$

计算结果显示 A_L 非常接近标准的 100nH/匝，因此能够买到一套标准磁心。

标准气隙不符合要求时，可以计算出一个所要求的气隙。可以从无气隙磁心的 A_L 开始，这种磁心为 2100。在使用带气隙磁心的时候，用于计算电感的调整因子为：

$$L\times k=A_L\times N^2 或者 k=(A_L\times N^2)/L \tag{9-8}$$

$$k=(2100\ \text{nH/匝}\times 47\,089)/0.0045=22.0 \tag{9-9}$$

下面的等式给出根据磁导率与磁路长度表示的 k：

$$k=1+(\mu_i\times G/l_e) \tag{9-10}$$

上式中，μ_i＝规格书中的初始磁导率

G＝气隙长度，单位为 mm

l_e＝磁心的有效磁路长度

274 重新整理后，又可以得到：

$$G=((k\times l_e)-1)/\mu_i \tag{9-11}$$

因此，

$$G=((22.0\times 7.74\ \text{cm})-1)/1530=0.11\ \text{cm 或 } 0.044\text{in} \tag{9-12}$$

规格书中 A_L 为 100nH/匝时，气隙长度则为 0.147cm，这个结果与其十分接近。

可以使用 0.022in 的塑料垫片放置在中柱与每个边柱的下面，以得到所期望的气隙。注意到气隙为计算值的一半，这是由于气隙在中柱与每个边柱被分成了两个部分。

另外，Ferroxcube 公司的规格书中给出 A_L 的单位是 nH/匝，而 Magnetics 公司给出 A_L 的单位是 mH/1000 匝，Micrometals 公司给出 A_L 的单位则是μH/100 匝，因而必须要十分小心这些单位的换算。

下一步需要使用式(9-13)来确定磁心中的峰值交流磁通密度。

$$B=(L\times \Delta I\times 10^8)/(2\times A\times N)=(0.0045\times 0.080\times 10^8)/(2\times 0.843\times 217)$$
$$=98\text{G} \tag{9-13}$$

查询规格书可知，这个磁心的交流磁通磁心损耗大约为 40kW/m³，注意其等效于 40mW/cm³，因而总的磁损为 6.53cm³×40mW/cm³＝260mW。

$$\Delta T=(260/19.0)^{0.833}=8.8℃ \tag{9-14}$$

从第8章表8-1可知，可以选用#28或#26导线用于一次绕组，而使用#16导线用于二次侧的5V绕组，使用#22导线用于二次侧的两个12V绕组。并且如前所述，用#24导线束代替5V绕组的#16导线可以进一步降低损耗。



第 10 章　正弦波逆变器的设计举例

本章将设计一个纯正弦波的不间断电源(UPS)。纯正弦的意思就是该电源的总谐波畸变率(THD)不大于 20%。该电源可以实时从电网供电切换为电池供电,并向需要正弦波的用电设备提供电能。本章描述了一个复杂开关系统设计的迭代过程,因此在每一个主要讨论点均可看到几次失检。

由于本设计中的所有电路与交流电网直接连接,电网会对人的生命造成威胁,所以在测试和分析电路时,通常用隔离变压器把电路和交流电网隔离开。

10.1　设计要求

所要设计的电路要求如下:

(1) 交流 115V, 60Hz, 最大输入功率 650VA;

(2) 交流 Class B FCC EMI 标准;

(3) 交流 115V, 60Hz, 300VA 准正弦波输出,THD 小于 20%,负载功率因数在 0.5～1.0 之间;

276～279

(4) 功率容量:300W・h;

(5) 实时转换——无周期丢失。

10.2　设计描述

低 THD 要求用无数个小段来近似一个正弦波形。图 10-1 是两个变换器产生方波的频谱:第一个频谱是方波的频谱波形,其幅值等于等效正弦波形的均方根;第二个波形用四小段来近似全波整流后负载端的正弦波形,波形的 RMS 值等于等效正弦波的有效值,且峰值与等效正弦波形相等。为了减小功耗,如马达等感性负载需要完好的正弦波来提供能量。现实中容性负载很少,但是像计算机这样的电子负载就比较接近容性负载。设计容性负载的电源和设计感性负载的电源一样,需要保证较高的效率。

设计的第一步是用任意的波形发生器模仿正弦波形并测量其 THD,测试波形和各自频谱如图 10-2 所示。因为频谱分析仪的最低频率为 9kHz,因此测试波形的频率选用 60kHz,实际设计中电路参数按比例降低 1000 倍。

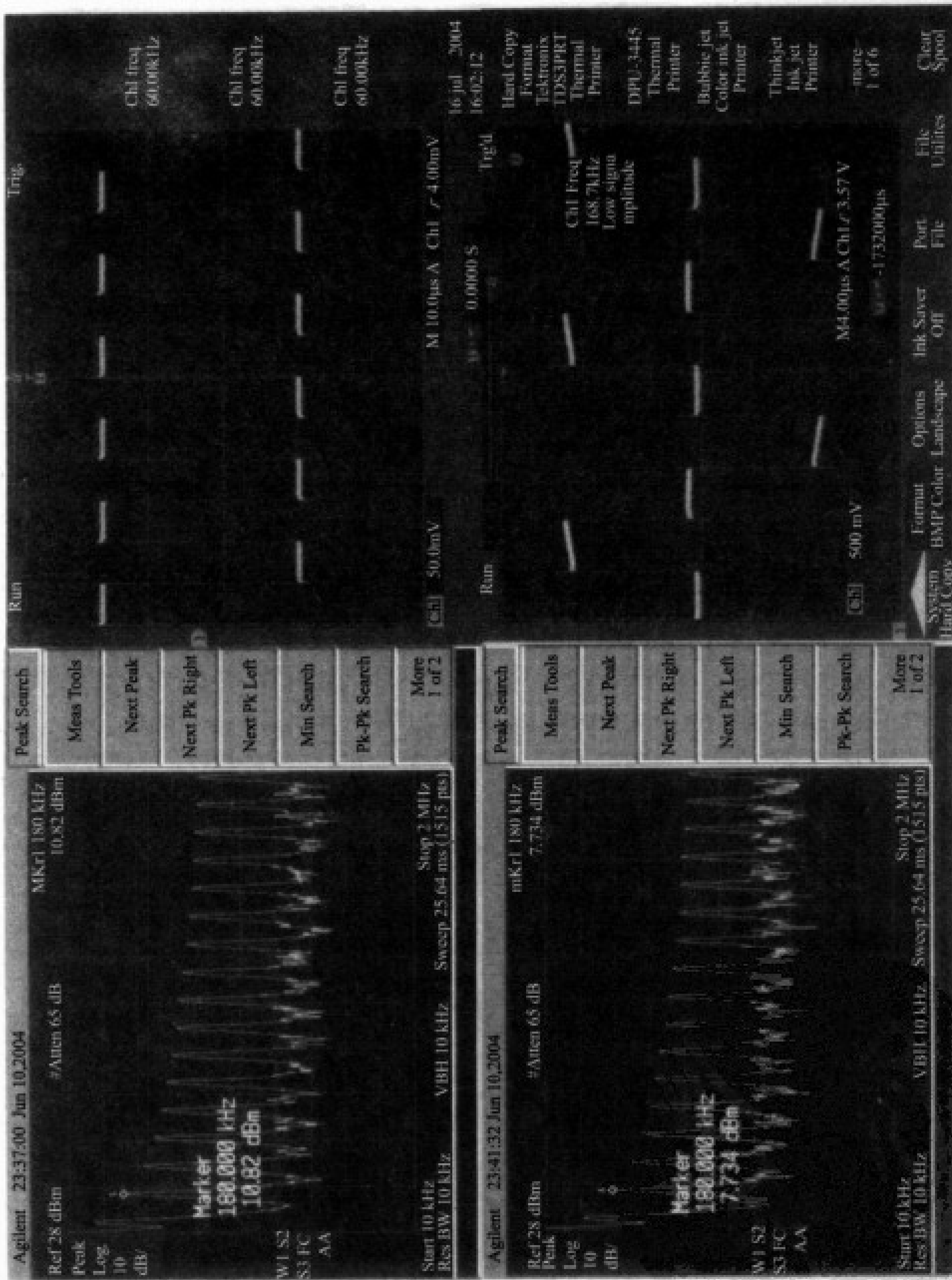


图10-1 方波变换器两个波形的频谱

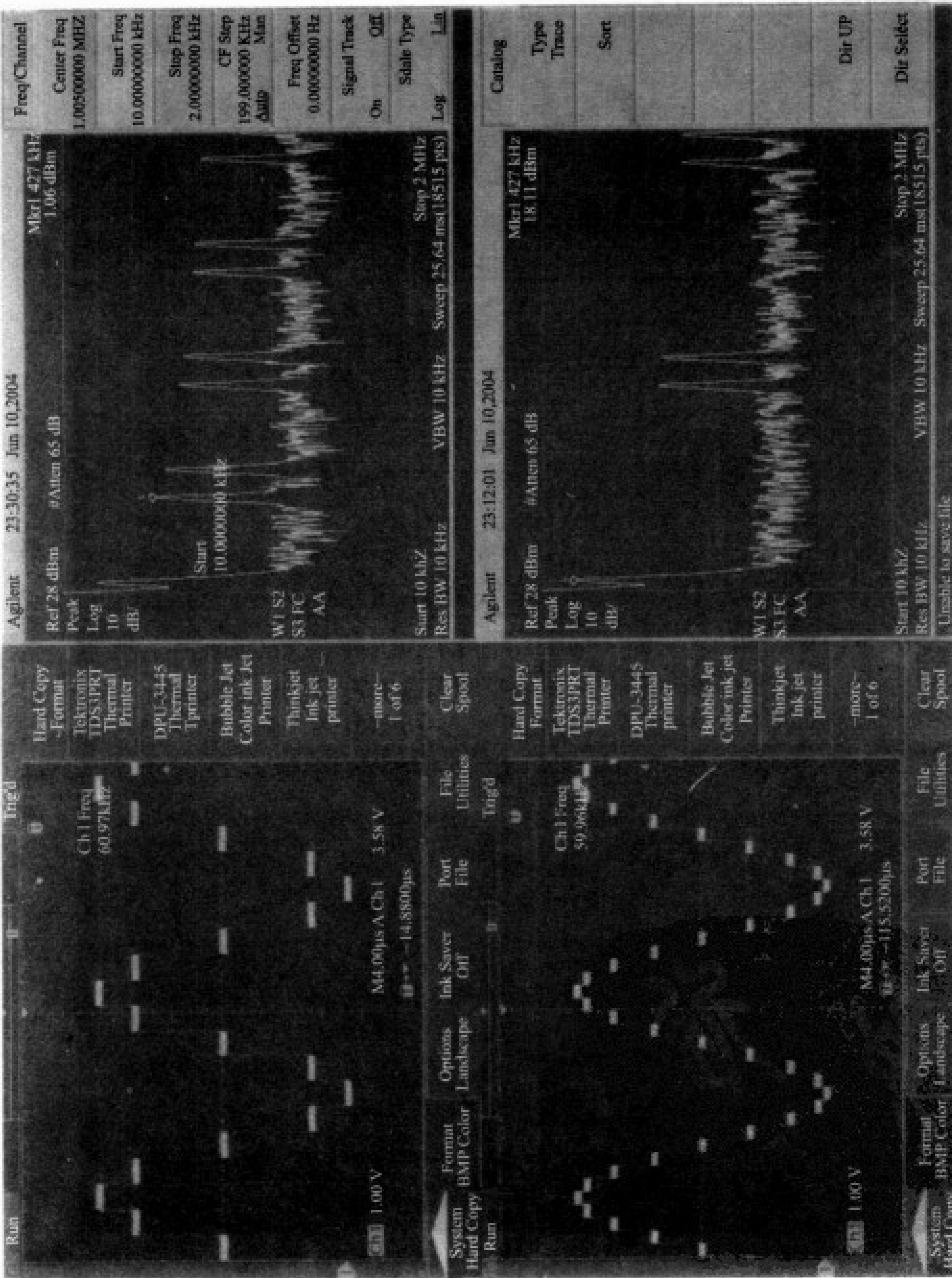


图10-2　测试波形和相应频谱

频谱显示三个采样正弦波形的基波和倍频的能量，图 10-1 中的四步波形是在 240kHz 时采样的（每个周期有四个采样点），因而第一个混叠频率是 180kHz 和 300kHz，简单的方波具有同样频率的频谱。图 10-2 中第一个波形的采样频率为 480kHz（每个周期有 8 个采样点），其混叠频率是 420kHz 和 540kHz。图 10-2 中第二个信号的采样频率是 960kHz（每个周期有 16 个采样点），因此混叠频率是 900kHz 和 1020kHz。图 10-2 信号的频谱中没有 60kHz 基波的谐波，所有高频能量与采样频率相关，随着频率的增加每个混叠频率的能量减少。表 10-1 中列出了八阶信号从基波到 3MHz 的功率，总谐波畸变率（THD）是 4.6%，可以满足 20%THD 的要求，这意味着我们可以不用滤波而直接用它来驱动负载，而 16 阶波形的 THD 大约是 1%。 280

表 10-1 八阶梯形波混叠频率下的相对畸变功率

频率(kHz)	相对功率
420	0.020
540	0.013
900	0.004
1020	0.003
1380	0.002
1500	0.002
1860	0.001
1980	0.001
2340	0.000
2460	0.000

下面讨论怎样从电网供电转换到电池供电，可以用继电器来做电网到电池的切换开关，但是继电器的开关速度不是很快，切换时间大概几十毫秒，所以需用电容来存储足够的能量，以便在继电器切换时供电，该方案需要电子线路来控制继电器。如果用电子器件作为开关，所需电子器件的数量与价格和继电器方案差不多。考虑采用电子器件的另一个原因是继电器存在可靠性问题。电流导致常闭触点接触磨损和常开触点氧化，而采用电子器件方案的好处是可以通过电路控制变换器既能由输入给输出供电，又能在储能电容放完电后由电池给输出供电。一个相当简单和价格低廉的功率电路是使用二极管来实现电网和电池组的隔离。输出功率转换电路将从电池组中得到 15A 电流，肖特基二极管的正向压降大约是 0.5V，所以二极管上的功耗大约为 8W。电子器件方案的功耗大约为 2W，对电池组的分析表明，由于电池组中存有充足的能量，所以本设计没必要采用复杂的电子切换电路。 281~283

密封铅酸电池是本应用中唯一价格较高的器件。由于市场竞争，各个厂商同型号电池的价格几乎相似。为了减小电流，需要选取 24V 甚至 48V 的电池。为了减小峰值电流，必须减小电池的容量。20Ah 电池能提供 1A 的电流维持 20h；同样的电池如果提供 20A 的电流只能维持大约 36min。满足 300Wh 工作 20h 的要求必须用 500Wh 的电池，表 10-2 列出了几种配置和各自的总价。

有四种可以选用的电池能提供需要的能量，并且价钱大体相同。最高价格和最低

价格只差3.3美元，所以需要根据复杂程度和可靠性来选择合适的系统。因为36V系统能提供足够大的裕度，所以其基本上是最优的选择。采用三种同样电池的价格要便宜一些，用12V和6V电池混合来构成36V系统最便宜。

表10-2 电池配置与总价(2004年，美元)

蓄电池电压	总电压	容量(Ah)	W-h	总成本
6	120	4.2	504	141.75
6	72	7.2	518	135.64
6	42	12	504	115.45
12	72	7.2	518	97.34
12	48	12	576	106.82
12	36	17	612	98.64
12	24	28	672	99.90
12/6	42	12	504	96.60

当完全充满电后，铅酸电池每个单元的电压在2.4～2.42V间浮动。系统要求电池组的浮充电压是44V，充电电路的压降为6V，所以充电电路和电源转换电路之间的压降是50V。同样地，每个单元的电压降到1.95V以下时，铅酸电池将需要充电。这使得最低的功率转换电压为35.1V。

初始的设计目标将尽量使用现成的器件，但前置调节器中的电流容量决定了在输出滤波器中不能使用现成的电感，这样就不能满足设计的要求，可以尝试采用72V电池进行第二个设计。经过快速的分析，可以发现当占空比的范围从50%～100%变化，电流要求可以降低。但是占空比的变化使电流为7A时输出电感值为600μH，而不是12A时的470μH。这两个电感的电流容量需要定做特殊的电感。

284

正常的输出电压是120VAC，最高电源电压需要相当于170V峰值AC输出电压。第二个电源电压是120V，可以用Boost或变压器隔离的变换器把电池电压逐步增加。如第4章所提到的，由于输入到输出的路径上没有开关器件，因此发生故障时Boost变换器不能限流，而正激或者推挽变换器可以通过开关管的控制电路来关断输出。

提供这两个电压有两种方法。第一种方法是用一路输出，利用PWM电路在120V和170V之间调节电压。第二种方法是用变换器同时产生两个电压，并且在这两个电压之间进行电子切换。对于第一种方法，PWM控制回路必须足够快，需要跟踪电压在2ms时间内从120V变化到170V，虽然可以设计这样快速的控制环路，但是电路的结构将非常复杂。

第二种方法需要的元件较多，但是控制环路非常简单。可以在功率变压器不同的绕组上产生120V和170V两个电压，只对一路输出电压进行闭环控制，因此必须确保两个电压的差是50V。一个解决方案是控制170V这路输出，并且钳位120V这路输出比170V输出低50V。这是一个合理可行的解决方案，因为120V电源在纯正弦应用中提供大多数的能量并且电压趋向低于120V，电子应用中170V电源提供主要的能量。

最后是输出驱动的考虑。输出单元是一个产生交替AC信号的标准H桥。此处H桥和开关电源中H桥的最大差异是电压和电流的相位不一定相同。对于功率因数

小于 1 的负载，电压和电流肯定不会同相位。所以一定要采用 MOSFET 作为开关管，以使电流在导通的开关管中可以双向流动。 285

10.3 前置调节器的详细设计

输入功率转换电路如图 10-3 所示，图中只画了三分之一的机械功率开关。第一部分控制功率电源的运行；第二部分实现电池和输出电路的隔离；第三部分在输入低压时断开电池。在合理价格的前提下，设计输入电感和差模电容来尽可能提高功率因数，但是增加便宜的电感不能有效地减少低频谐波。过去美国还没有对谐波的具体要求，所以减少谐波不是必须的。可以通过减少蓄能电容的容量来减少谐波含量，但是这样会增加电压纹波。

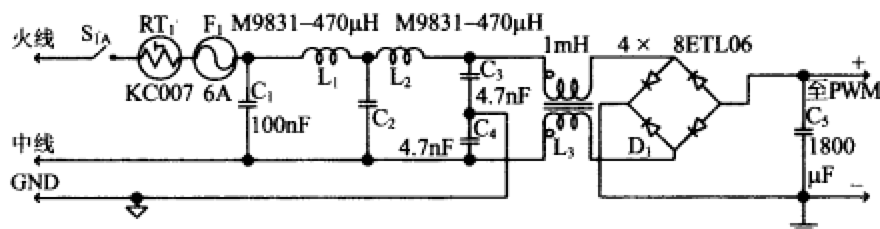


图 10-3 输入功率转换电路

输入预调节器如图 10-4 所示，可以把输入电压减少到 50V。浮动期间的电池峰值电压是 43.6V，50V 为电池充电电路提供了足够的裕量。低的输入电压减小了后级功率转换电路的电压转换范围，输入电压和浮动电压的较小差值可以减少电池组充电时的功耗。电池充电器是一个耗能的调节器，输入电压越高浪费的能量越多。最低输入电压为 56V 时，最大占空比为 90%；输入最高电压为 187V 时，最小占空比为 26%，可以根据最小输入电压 108VAC 来计算储能电容的数值。

用第 3 章的式(3-1)来计算最小输入储能电容，保持的能量可以用半个周期的时间(8.3ms)来近似。需要为完全放电的电池组(4A)和输出满载(7.5A)提供充电电流，这等于：575W×0.0083s=4.8J。 286

$$C\times 峰值电压^2 = 保持的能量 + C\times 最小电压^2 \tag{10-1}$$

$$C\times 152^2 = 4.8 + C\times 56^2 \tag{10-2}$$

$$19\,968\,C = 4.8 \tag{10-3}$$

因此，$C=240\mu F$ (10-4)

但是 240μF 的电容要承受的纹波电流为 4.5A，这种设计是不切实际的。为了满足纹波电流的要求，可以采用 Panasonic 公司的 1800μF 200WV 的电容，型号为 ECO2DP182EX。预调节器的电压纹波非常小，但是抑制谐波比较困难。进一步研究发现，56V 低压输入且保持时间为 7.5 个周期时，电压纹波为 13V，占空比变化范围仅需要从 26%～50%，因此不需要斜坡补偿。为了使电路保持到输入电容电压下降到 100V，设定最大占空比为 50%。

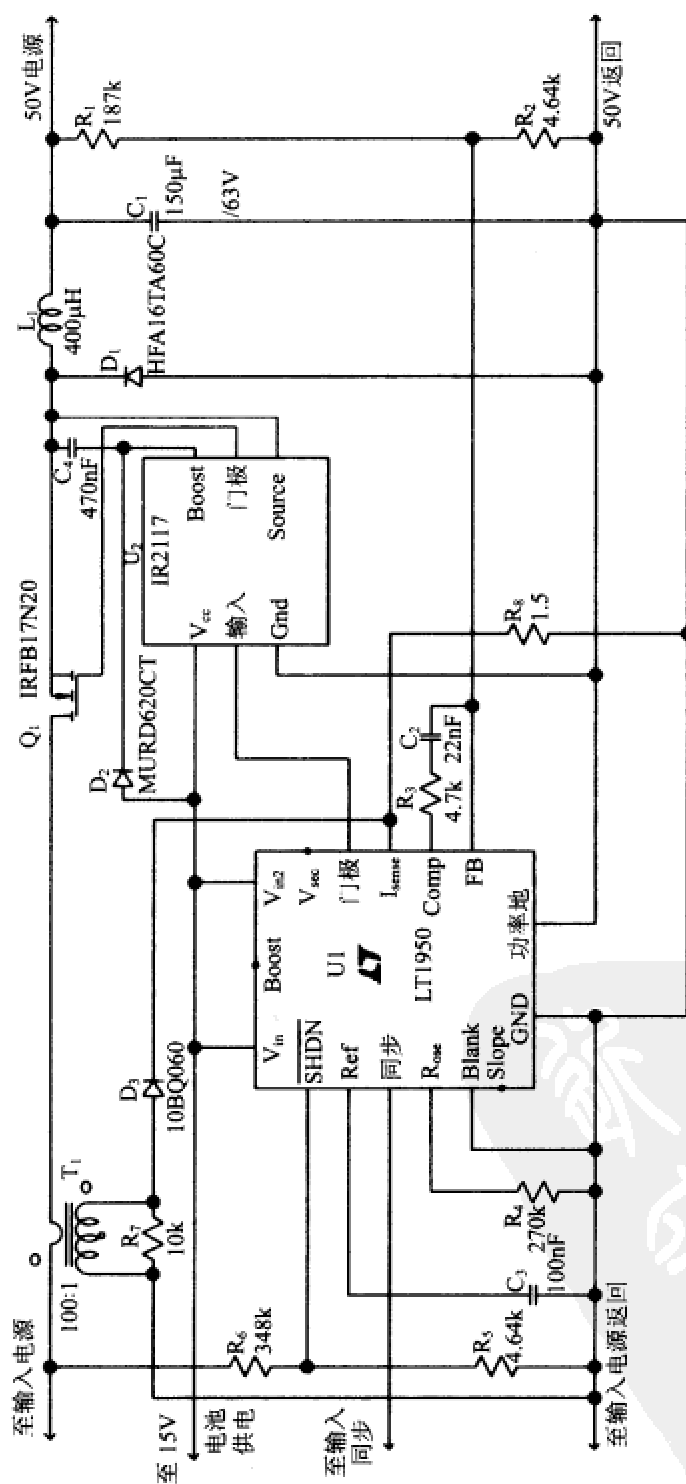


图10-4　输入电压减小至50V时的输入预调节器

接下来使用第4章常规设计方法中的运算法则来设计预调节器。首先需要选择一个能控制上桥臂 MOSFET 的驱动 IC。为了进行电流反馈，这款 IC 需要电流反馈信号的外接引脚，可以用电流互感器来实现电流采样。绝大多数用于 Buck 变换器的 IC 都用于具有内部开关的典型负载应用中，都不允许用在 200V 输入的条件下。离线式 IC 的设计方案非常陈旧，如果选用这种 IC 需要做很多设计工作。正激和反激变换器的 IC 可用在这个设计中，LTC1950 能满足设计的要求：高端栅极驱动电路、适合电流互感器的电流采样输入、IC 内部具有斜坡补偿。

为了控制 EMI，可以使所有 PWM 电路和输出波形同步。这种做法虽然不一定减少 EMI，但是可以使信号幅度保持恒定。该 IC 的频率范围是 100kHz～500kHz，可使用晶振来控制频率，因此需要选取一个可由标准晶振频率直接获得的频率。122 880Hz 和 4.9152MHz 都是标准频率，122 880Hz 是 480Hz 的 256 倍，491 520Hz 是 480Hz 的 1024 倍，这两个频率都需要二进制倍数除法运算电路进行分离。4.9152MHz 可以产生 153kHz 的开关频率，这要比用 12.288MHz 振荡器产生 122kHz 好一点，而 153kHz 的周期时间是 6.54 μs。

288

驱动信号的占空比范围仅仅是 2∶1，因此可以用变压器驱动，但是直接用 IC 来驱动上桥臂的开关管更便宜且更直接。IR2117 是一种好的选择，但 IR2117 仅能驱动 250mA 的峰值电流，因此必须保证足够的开关时间。上桥臂驱动所需的电流取决于 MOSFET 的栅极充电电量，开关管可以选用 IRFB17N20，其导通阻抗低、价格便宜，栅极充电电荷是 30nC，开关时间为 120ns(30nC/250mA)，并且 470nF 的电容可以提供升压电路的所有电流。

电流互感器需进行特别设计，或用原边单匝绕组的标准磁环制作。电流互感器的二次绕组电流极小，因此一个小磁环(大约 1mH)就足够了。为了使磁心能够复位，R7 应该足够大，R8 的数值依据试验中 7A 电感峰值电流时所需电压来选取。理论上，如果互感器的变比是 100∶1，电阻应该取 1.5Ω，反馈电阻要将输出的 50V 分为 1.23V。但在实际中是不行的，可以选择 R2 的值为 4.64kΩ，因此 R1 应该是 187kΩ，关断引脚的分压电阻设置关断电压为 100V。

接下来根据电流纹波来设计电感。这个设计是级联系统，因此瞬时响应相对其他系统较长。输入部分负载的变化小于输出负载，因此用一个小的电感纹波来计算。电流纹波小则响应时间长，500mA 的纹波电流是一个比较理想的数值。可以用下面这个公式来计算电感值：

$$L=V\times dt/di=(187\ \text{V}-50\ \text{V})\times(0.26\times6.54\mu\text{s})/0.50\ \text{A}=466\mu\text{H} \tag{10-5}$$

289

所用电路使用4个 390μH(电感元件)的串并联，来产生 11A 电流时的 400μH 电感和低于 11A 电流时的 780μH 电感。满载输出的电流纹波是 600mA 而不是设计的 500mA，并且在轻载的情况下电流纹波为 300mA。Panasonic 公司的 150μF/63V 电容 EEUFC1J511 所承受的纹波电流为 690mA，ESR 为 0.178Ω，所以纹波电压大约是 70mV。

满载时，整流二极管上的平均电流为 8.5A，并且为了保证足够的裕量，整流二极管的电压等级要大于 200V。HFA16TA60C 的耐压为 600V，平均电流额定值为 16A，

所以足够用作整流二极管。D_2 上的反向电压约为 187V 输入电压，可以选用二极管 MURD620CT-200V。因为在磁复位的时候 D_3 上有一个短暂的高压脉冲，所以选用一个 60V 的肖特基二极管 10BQ060。

电池组可以给控制 IC 供电，所以不需要辅助电源给控制 IC 供电。电池完全放电后，一块电池的电压太低不能驱动开关，但是如果用两块电池，在电池充满电后，其电压又太高，所以使用两块电池并且电压衰减后给控制 IC 供电。因为电池要给负载供电直到负载电压到达电池电压，所以不需要软启动电路。

10.4 输出变换器详细设计

因为输入为相对恒定的电压，输出电路可选用推挽变换器。双倍频率可使用较小的电感和滤波电容。LM5030 具有外部同步、内部斜坡补偿并且栅极驱动能力大的优点，能满足设计的要求，是一种很好的选择。为了防止瞬间的直通，可设定输入端的最大占空比为 40%。输出变换器的最低输入电压为电池电压 35.1V 减去 0.7V 的二极管压降，即 34.4V。最高电压为 50V 预调节电压减去 0.7V 二极管压降，即 49.3V，所以设定最小占空比为 28%。输出侧占空比的范围为输入端的两倍，即从 56%～80%。

290

输出交流电流的均方根值为 2.5A，而 170V 输出平均电流为 900mA，120V 输出平均电流为 1.25A，各自的电流峰值分别为 3.5A 和 2.5A。占空比最小的时候，整流二极管上的电压最大。对于 170V 这路电源来说，最大电压为 303V 加整流管的压降，120V 这路电源的最大电压为 214V，两路输出的 PRV 等于输入电压的两倍。如果用 50V 电源和 120V 电源串联在一起产生 170V 输出，可以减少二极管上的电压应力，但是这两个电源的相位需要非常接近。最大占空比增加到 45%，且两个电源串联使 PRV 分别为 190V 和 79V，输出的最小占空比变成 63%。120V 输出的二极管可以选用 HFA08TA60，HFA08TA60 是比较便宜的，所以两个整流二极管都可使用这个器件。50V 输出的整流二极管可使用 MURD620CT，正向电流为 1A 时，二极管压降为 1.2V，因此变压器电压需要 80V 和 191V。功率转换电路如图 10-5 所示。

满载情况下，电路的输出电流都很小，因此可以根据 600mA 的纹波电流来进行计算。电源在 300mA 输出电流时变成断续模式，此时负载大约为 25VA。50V 这路输出的电感计算如下：

$$L=V\times dt/di=(79V-50V)\times(0.63\times3.27\mu s)/0.60A=100\mu H \tag{10-6}$$

120V 这路输出的电感根据下式计算：

$$L=V\times dt/di=(190V-120V)\times(0.63\times3.27\mu s)/0.60A=240\mu H \tag{10-7}$$

因为两路输出串联使用，所以两个电感上的峰值电流相同，两个电感需要同时满足 3.8A 的峰值电流。

输出变换器的最低输入电压为 34.4V，开关电流约为 12A，IRFB33N15D 的压降约为 0.7V，电流采样电阻的压降为 0.5V，所以变压器上的最低电压为 33.2V。50V 这路输出的变压器一次、二次绕组的匝比为 80/33.2=2.41，120V 输出的匝比为 191/33.2=5.75。

291

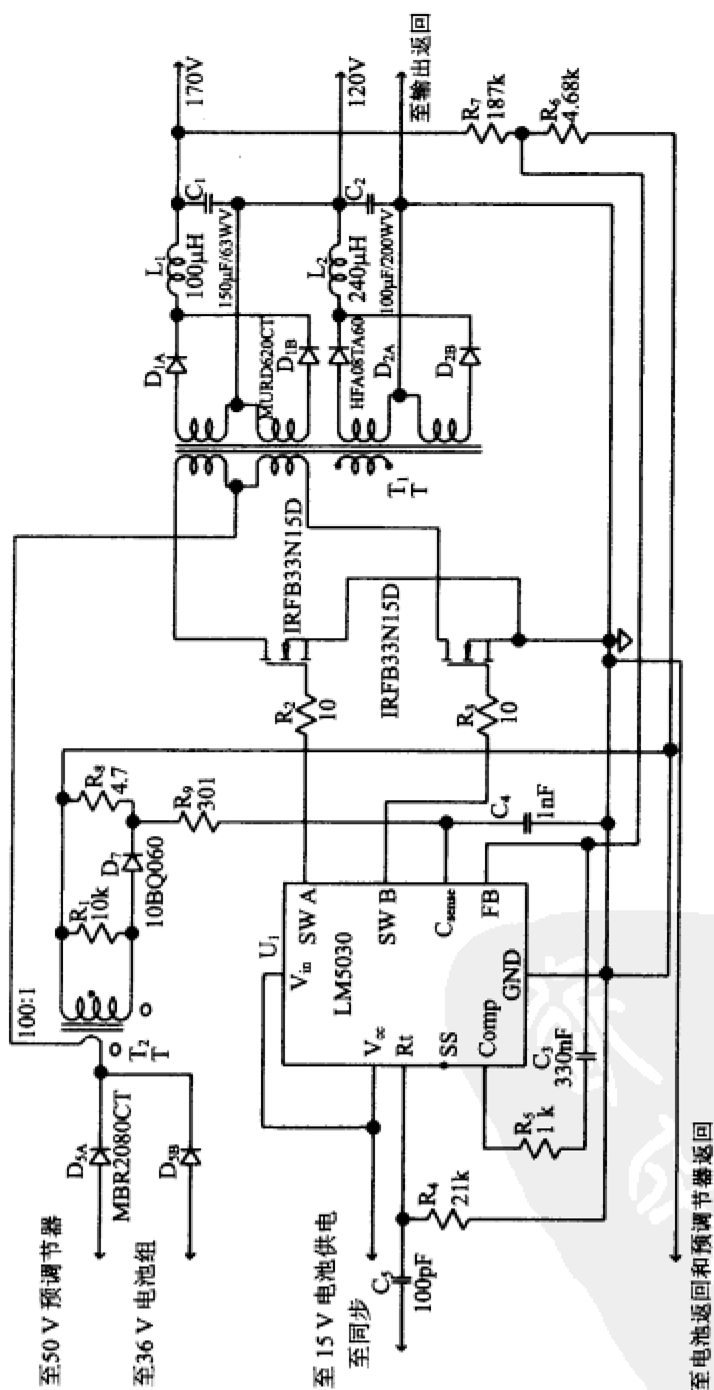

170V
120V
至输出返回
R7 187k
R6 4.68k
C1 150μF/63WV
C2 100μF/200WV
L1 100μH
L2 240μH
D1A
D1B
MURD620CT
HFA08TA60
D2A
D2B
T1 T
IRFB33N15D
IRFB33N15D
R2 10
R3 10
R8 4.7
R9 301
C4 1nF
R1 10k
D7 10BQ060
100:1
T2 T
U1
LM5030
SW A
SW B
Csense
FB
GND
Vin
Vcc
Rt
SS
Comp
C3 330nF
R5 1k
R4 21k
C5 100pF
D5A
MBR2080CT
D5B
至50 V 预调节器
至36 V 电池组
至 15 V 电池供电
至同步
至电池返回和预调节器返回

图10-5 功率转换电路

一次绕组用＃10 号导线绕制，每个一次绕组 4 匝（一共 8 匝）。50V 这路输出的二次绕组用＃18 号导线绕制，每个绕组 9 匝。120V 这路输出的二次绕组用＃18 号导线绕制，每个绕组 23 匝。这样设计对所选拓扑是合理的。

初步设计需要仔细考虑，因为 LM5030 的电流采样电压为 500mV，采样电阻上消耗的功率大约为 6W，所以此处用电流互感器采样更合理。

IRF33N15D 在 25℃时的额定电流为 33A；在 150℃时，最大峰值电流为 12A。因为最大漏极电压是 50V 的两倍，如果选用 100V 的 MOS 管则没有任何裕量，所以需要选取额定电压为 150V 的 MOS 管。

本设计中输出电压纹波不是太重要，Panasonic 公司 100μF/200WV 电容 EEUEB2D101 的电流纹波足够在本设计中应用，并且其耗散因数小，所以用作 120V 输出的滤波电容。50V 输出的滤波电容选为 150μF/63WV EEUFC1J151 的电容。D_5 选用较好的功率二极管 MBR2080CT，满载时通过二极管的平均电流为 11A 且 PRV（反向峰值电压）为 60V，所以选用该二极管裕量足够，同时任何时候封装中的两个二极管只有一个导通。

10.5　H 桥的详细设计

输出 H 桥是一个标准的设计，电路如图 10-6 所示。选用 200V 的 MOS 管是足够的，上桥臂的开关管可以像输入前置调节器一样用 IR2117 来驱动。

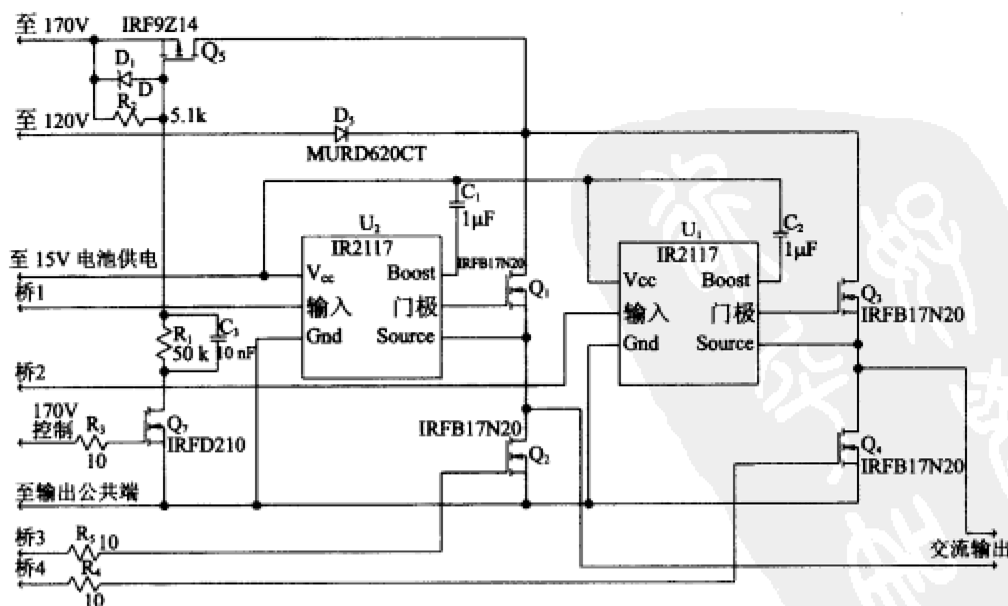


图 10-6　输出 H 桥

为了使漏电流最小，IR2117 的 1μF 自举电容应选用薄膜电容，由于上桥臂的开关管导通时间很短，此处不使用电解电容。因为 170V 这路输出的上桥臂只承受 50V 的应力，所以可以选用 60V 的 P 沟道 MOSFET。通过 R_1 的电流不足以导通开关管 Q_5，增加 C_3 来加快 Q_5 的导通，R_1 选用功率为 500mW 的电阻。因为 170V 这路输出的占空比仅仅为 25%，所以电阻上消耗的功率大约为 250mW。另外，Q_5 通过 R_2 来实现关断。

293

10.6 桥驱动的详细设计

时钟和电池调节电路如图 10-7 所示，该电路包括：时钟分频电路、逻辑电源、电池校正器电源和用于功率转换电路的同步信号产生电路。H 桥的驱动逻辑如图 10-8 所示。

零电压期间，下桥臂的开关管（Q_2 和 Q_4）必须导通 1.04ms（每半个周期的八分之一），这个时序在零时刻内使电流从一个下桥臂的开关管转到另外一个，并保证上下桥臂的开关管不会同时导通。为了确保上下桥臂不直通，上下桥臂开关的驱动不能有交叠。

294 ~ 296

图 10-9 是电池和充电电路的电路图，充电电路采用 T1 应用说明 U-104 中推荐的设计方法。IC 仅能提供 25mA 的驱动，因而 Q_1 和 Q_2 做成一个达林顿元件以增加驱动能力。发生故障时 D_1 可断开电池，并确保不会被电池反灌。

图 10-4 和图 10-5 中，注意到从控制 IC 的 GND 到输出滤波电容的连接，说明每一个电路的采样电阻和左侧的器件应该连接到 IC 的地，并且 GND 引脚应该单点连接到功率侧的 PGND。功率电路和 50V 前置调节器应该做在同一个 PC 板上，输出电路做在另一个 PC 板上。另一种做法是把输入电路做在 PC 板的一面，输出电路做在另一面，用非常宽的走线把电池和充电器连接起来。

297 ~ 298

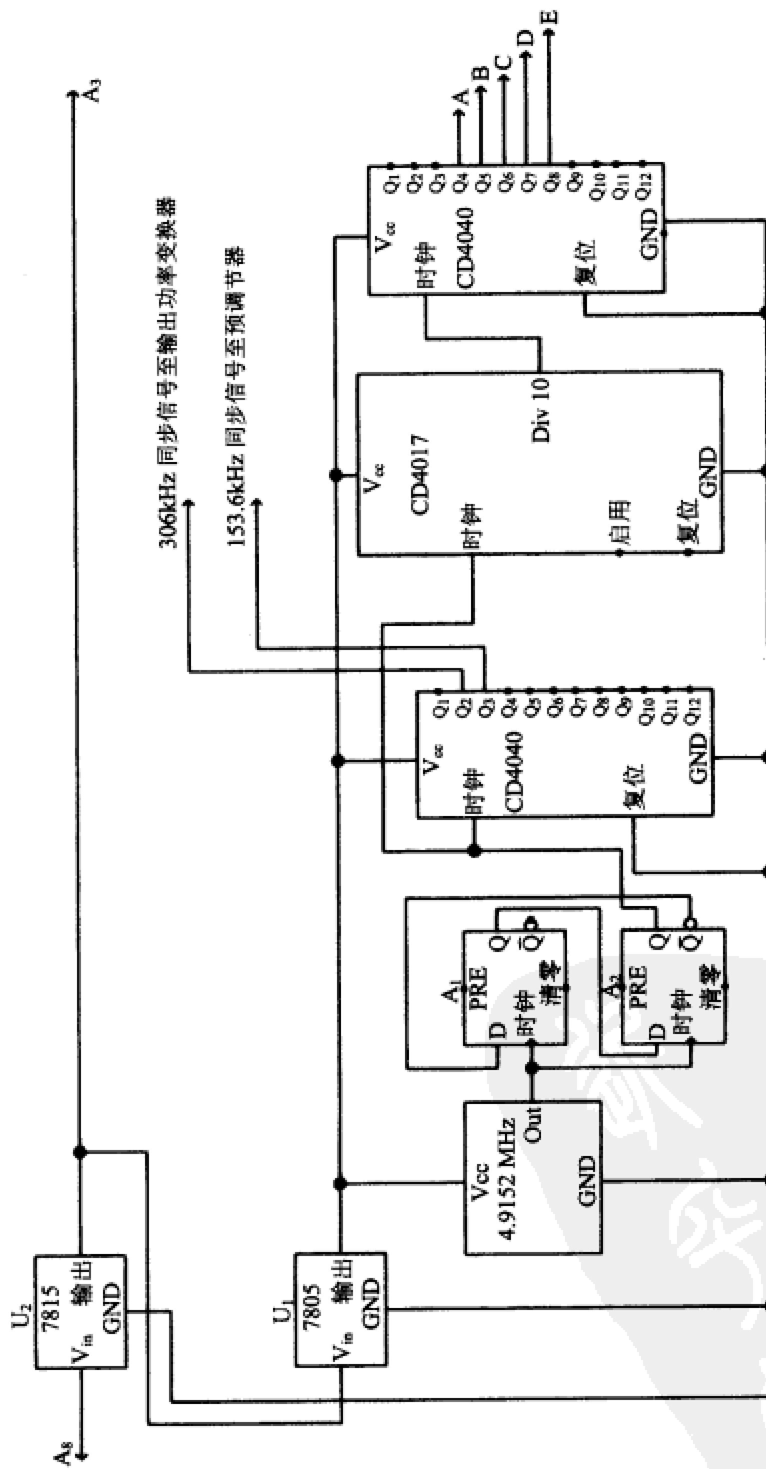


图10-7　时钟和电池调节电路

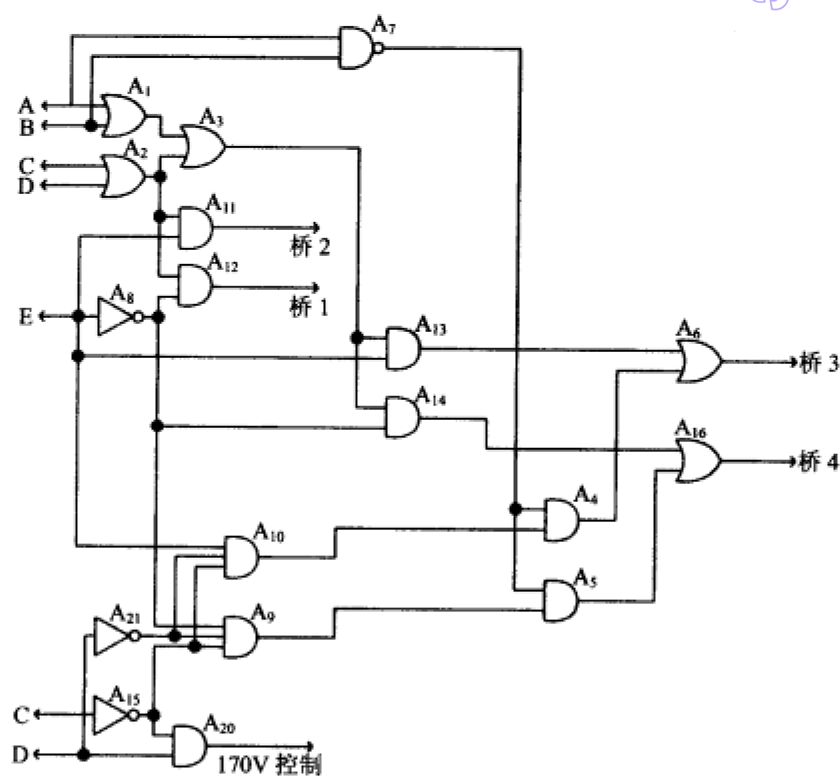


图 10-8 H 桥的驱动逻辑

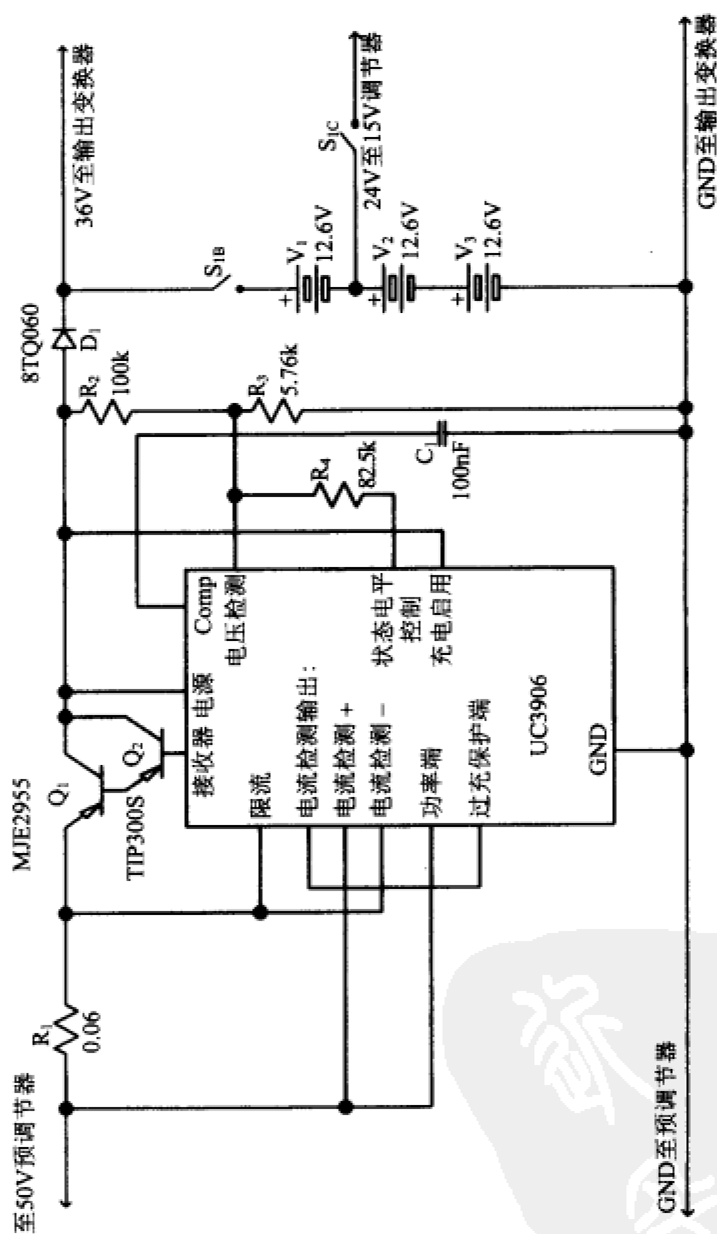


图10-9　电池及其充电电路

第 11 章　PC 离线式电源

本章将设计一个 220W PC 开关电源，并介绍设计工作所需的必要步骤。请注意这里提出的电路框图只用于设计分析而不是实际设计，这样做的目的是体现从书面开始，然后在实验室中完成设计的必要性。

必须清楚，PC 离线式电源中的所有电路都直接连接到交流电网，这样会有生命安全隐患。因此，在测试和分析时，总是采用合适的隔离变压器使电路与交流电网隔离。

11.1　规格要求

输出要求由系统需要决定，而且比较灵活。对于 PC，下面是典型的输出要求。

5.0V(±5%)	18A	50 mV 纹波
12V(±5%)	14A	120 mV 纹波
−12V(±10%)	0.5A	120 mV 纹波
3.3V(±5%)	14A	50 mV 纹波

在网上搜索 ATX12V_1_3dg.pdf 可以得到一个全面的电源性能规格，表 11-1 给出了必要的且本例所选定的参数规格一览表。

本表给出初始的参数规格要求，在这个阶段，这些要求不可能同时满足。

表 11-1　电源参数选择及其确定值

参　　数	选　　择
电压选择(手工/自动)	自动
电网频率(50/60/通用)	通用
功率因数校正(有/无)	无
电源电压范围(10%/15%/20%)	20%
电压保持时间	2 个周期
电源调整率	0.5%
负载调整率	0.1%
电流限制(常量/监视)	常量
最高内部温度	60℃
期望环境温度	10℃～50℃
平均无故障时间	>100 000h(11 年)
总体效率目标(最大负载)	80%
FCC Part15 等级	B
所有元件的总成本(每一千台)	50.00 美元

11.2　电源的输入部分

图 11-1 所示为典型通用电源的输入部分，包括一个电源开关、一个熔断器、一个射频滤波器、一个浪涌电流限制负温度系数热敏电阻、一个全桥整流器和一个滤波电容。

设计的最坏情况发生于 115VAC/50Hz 输入时，存在两个周期的掉电。衰减了22%后线电压峰值为：

$$115\times0.78\times1.414=127\text{V} \tag{11-1}$$

即使线电压持续 40ms 内为零，设计亦要求电源连续提供 220W 输出功率。在第 3 章中，可以发现设计的最坏情况出现在输入峰值之后大约 48ms。

设计中选择输入滤波电容需要考虑两个条件：第一个是两个周期内损耗的能量；再一个就是直流—直流变换器输入电压范围，在这里这个器件的选择相当随意。如果降低这个电压（例如 80V），就需要在输入端采用一个小的储能电容以满足较低损耗的

302

要求，这样的低电压使得直流—直流变换器的设计变得十分复杂，输入电压比是 4.85，输入电压范围越大，在整个电网条件范围内控制输出电压变得越困难。升高最低电压（例如，120V）会减少复杂程度，并且可以改善直流—直流变换器控制性能，但这需要五或六个电容在功率损耗情况下来提供足够的能量。有源功率因数校正电路作为预调节器，以增加附加元件为代价，简化了直流—直流变换器的设计。

选择 100VDC 为最小电压，本设计需要产生 390V（由最大期望线电压设定）的最大直流电压。首先，需要求出功率损耗的能量：

$$\text{能量}=(P\times T)/\text{效率}=(220\text{W}\times0.048\text{s})/0.80=13.2\text{J} \tag{11-2}$$

可以应用联立方程计算 C 值，因为存储于 90VAC(127VDC) 输入峰值的能量为 13.2J，这大于电容电压为 100VDC 时的能量。现在有以下足够的方程可以计算 C：

$$C\times127^2=13.2+(C\times100^2) \tag{11-3}$$

$$16\,129C=13.2+10000C \tag{11-4}$$

$$6129C=13.2 \tag{11-5}$$

$$C=13.2/6129=2154\mu\text{F} \tag{11-6}$$

在纹波电流大的情况下，输入滤波电容可能是导致电源失效的一个主要原因。设计中选择 CDE 系列 381EL 电容来满足电压范围的允许裕度和可靠性。电容的额定纹波电流对应 105℃，而实际在 65℃下可以连续工作超过 100 000h。作为第一个近似，纹波电流有效值恒等于来自电网的电流有效值。90VAC 掉电保护的情况下，上述近似成立，因此可得到最坏情况纹波电流：

$$(220\text{W}/90\text{V})/0.8=3.1\text{A} \tag{11-7}$$

303～304

CDE 系列可用的最大电容值是 470μF，5 个 470μF 电容并联能满足需要的最小电容值（这是本文第一次提示：设计中不能兼顾成本和保持时间两个指标）。频率为 120Hz 时，每个电容的额定纹波电流为 1.4A，因此纹波电流容量为 7.0A。频率为 100Hz 时，额定纹波电流需要降低 10%，相应的纹波电流容量为 6.3A。额定值的较大

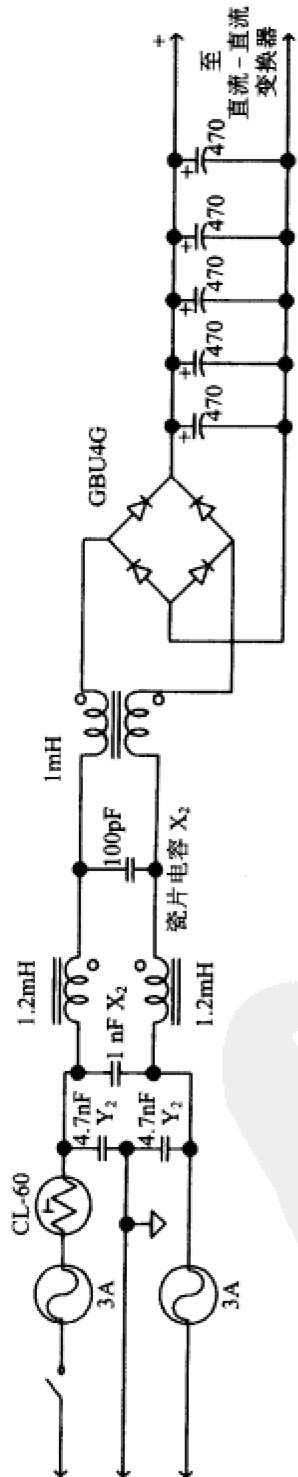


图11-1 典型通用的输入电源结构图

裕量不仅满足了设计中环境温度和电流的变化要求，且提供容差以解决电流不均问题，最大电容量的电容具有最大的纹波电流。第6章中提到，电容容值降低的最大幅度出现在环境温度低于−20℃时，因此不必考虑环境温度降低而引起的容值减小。

桥式整流器可以由各种各样的桥路构成，例如较普遍的半导体器件GBU4G。器件资料显示这个桥路在没有散热装置而只配备一个0.47×0.47in² 的铜箔作为主板上的传导元件，或仅提供一个小的铝散热器时，可以工作在240V交流电压下，电流有效值为3.1A。CL-60内部冲击电流限制器足够保护GBU4G，较低的环境温度下CL-60电阻为10Ω，对于一个240V的系统，最大内部冲击电流大约为27A。

分别选择输入滤波器及X和Y电容的额定值。对于一个240V/60Hz的系统，4.7nF的Y电容在最坏情况下会产生0.5mA的漏电流，而0.1μF和100pF的X电容是一个很好的设计起点，共模和差模电感值也是合理的起始值。这六个元件的值需要根据EMC测试的结果来进行调整。

11.3 直流—直流变换器

图11-2所示为直流—直流变换器。文中所有的电源优先采用电流模式控制，电流型脉冲控制能够保证没有任何破坏性电流流过开关管。多数制造商包括Linear Technology公司和Texas Instruments公司，都生产UC1842系列的IC，这两家制造商生产的IC较初始的芯片在性能上都有了改善，这些改进后的芯片将在离线和高功率直流—直流变换器得到应用。本文采用Linear Technology公司的LT1241，因为它内部限制占空比不超过50%。设计的背景信息大部分来源于LT1241的规格书Linear Technology公司的应用说明25和Unitrode公司的应用说明U100A。

305

设计中采用单管正激变换器电路。变压器中的磁通在每个周期都需要复位，因此需要50%占空比限制的控制器。这个电路本身限制开关管选择为1000V的器件，这里选择一个IRFPG40 HEXFET管，此器件在25℃下电流 I_{DMAX} 为4.3A，因此可以满足最坏情况电流有效值3.1A。在后面的设计过程中，将会验证此器件是合适的选择。

下一步要选择工作频率，在此选为100kHz。输入电压范围很宽，因此需要尽可能小的死区时间。根据LT1241规格书第6页中的诺模图，选择定时电容和电阻。选择200pF的电容以得到尽可能接近0的死区时间，并且电路工作在100kHz下定时电阻必须为70kΩ。

再下一步为LT1241设计自举电源。首先选择供电电阻(R_1)，欠压锁定状态下LT1241的电流大约衰减250μA。设计中必需补偿电流消耗而且还要给供电电容(C_1)充电，启动时间由 R_1 使电容充电至9.6V的速度来控制。另一方面，电容快速充电也需要一个较高功率的电阻作为 R_1，这会提高电源的内部温度而降低效率。R_1 的损耗在最高输入电压下不超过0.5W。

306~307

$$R=E^2/P=(390^2)/0.5=305\text{k} \tag{11-8}$$

图11-2 直流-直流变换器方案

最接近的标准值(5%误差范围内)是300k。

IC的工作电压选为10V,这可提供足够的栅极电荷且在欠压保护时提供足够的裕量。在负载瞬变过程中,辅助电源瞬间提高电压到10V以上,为了保护IC,利用一个齐纳二极管以钳位工作电压不超过20V。正常工作状态下,控制IC在10V时仅消耗8mA,大部分损耗源于MOSFET管的栅极驱动。

由FET的规格书,可以计算出所需的栅极驱动电流,然后在100kHz下用10V驱动FET。规格书中的图六给出每个周期大约需要90nC栅极电荷而每秒有100 000个周期,因此充电速度为:

$$90\times10^{-9}\times10^{5}=0.009\ \text{C/s}\ \text{或}\ 9\text{mA} \tag{11-9}$$

应用LT1241规格书中的数据和FET的最大漏极电流来选择检测电流的数值,FET处理的最大漏极电流受结温的限制,实际中允许FET的温度高于环境温度25℃或85℃,因此限制漏极电流为3.4A且能确定FET所需散热器的大小。下面来自LT1241规格书中的公式给出电流检测电阻的值:

$$R_S=1.0\text{V}/I_{\text{Peak}}=1.0/3.4=0.294\Omega \tag{11-10}$$

12V主输出的控制必须通过隔离来反馈,本电路包括U_2和4N28光隔离器,光隔离器提供了控制输出电压必须的反馈和安全隔离。本电路是应用手册Linear Technology Application Note 25中离线式电源反馈电路的一个典型例子。LT1006将输出电压与LT1004提供的1.2V参考电压进行比较,得到一个差值,然后利用和差值成比例的电压去驱动发光二极管4N28,4N28发光二极管上的电压反馈了电压参考值,以保持运算放大器参考电压大于零。补偿网络由R_5和C_{11}构成,元件取值是基于对正常工作状态下取值的粗略估计(见应用手册)。连接在LT1241反馈脚与地之间的4.99k电阻保证内部误差放大器不会使补偿脚的控制电压衰减,4N28晶体管通过调制补偿脚的电压来保持对输出电压的控制,R_5和C_{11}的取值将根据样机性能测试的结果进行调整。为了得到很好的暂态响应,必须调整它们的取值。R_8和C_{12}也为反馈环提供了一定的补偿,而且在试验过程中可能需要调整其取值。

308

LT1241输出驱动极的峰值电流为1.0A,电阻R_6对IC提供电流限制保护,其值等于电源电压除以IC的峰值电流。D_1能防止FET内部的电容耦合产生的瞬态电压,避免输出引脚电压比地电位低一个肖特基二极管的管压降。较大的负暂态电压会导致IC不稳定,因为在输出晶体管与基底之间存在的寄生二极管将会导通。

11.4 二极管的选择

为了得到需要的峰值反向电压值,需要知道每个绕组上的最大电压。最高电压与最低电压的比是390/100,或者3.9。文中选择的所有二极管都由International Rectifier公司生产。

主输出5V在低输入下有10V的反向电压,而在高输入下反向电压为3.9×10.8=

42.1V，这个电压在肖特基二极管的规格之内。肖特基二极管的标准反向电压是30V、45V和60V，45V太接近峰值电压而不能作为暂态电压，所以要采用60V的二极管。MBR4060WT是TO-247封装的双二极管，能够满足设计需要。D_8和D_9分别采用这个封装中的两个二极管。规格书给出标准的导通电压为0.7V，其损耗不到0.7×18或13W。一个532802b02500 Aavid模型散热器能够在无外加风冷的条件下，在温升50℃范围内处理13W的损耗。

12V的输出在低输入下有24V的反向电压，而在高输入下反向电压为3.9×25.2=98.3V，这个电压刚好在100V肖特基二极管的规格之内，但是对于处理暂态电压没有留任何裕度，更好的选择是采用超快速二极管，但会带来一些功率损耗。TO-220封装的MUR2020CT双二极管是一个合适的器件，D_2和D_3将分别采用这个封装中的两个器件，它们可以在150℃结温下处理14A的平均正向电流。规格书给出14A电流下器件的标准导通电压为0.9V，器件会有0.9×14=13W的损耗。一个532802b02500 Aavid模型散热器能够在无外加风冷的条件下，在温升50℃范围内处理13W的损耗。

−12V输出与+12V输出具有相同的参数，而前者的期望电流十分低。这仍需一个超快速二极管以在最高输入和暂态时都有足够的裕量，D-Pak封装的MURD620CT双二极管可用于D_6，其可在结温高于150℃时处理0.5A的电流。这个器件是表面安装的，但是如果提供了大面积的铜线，便会有足够的散热能力。0.5A时导通电压为0.8V，器件将会损耗0.8×0.5=0.4W。规格书给出环境温度到结温的热阻为80℃/W。要求结点温度为80×0.4+60=92℃，这个数值在器件的正常工作范围之内。 309

3.3V电源与5V电源很相似，但是峰值电压为3.9×7.1=27.7V，肖特基二极管很容易满足设计需要。45V的MBR4050WT可用于D_4和D_5。规格书给出15A电流下标准导通电压为0.5V，这将产生0.5×15=7.5W的功率损耗。为了减少材料清单中的元件，可采用与5.0V和12.0V相同的散热片。

D_{10}的反向电压与开关管峰值电压（两倍的最大输入电压+暂态电压）相同，而其电流是变压器中寄生电感的放电电流，这要求器件至少达到1000PRV等级且放电电流等于一次电流。HFA06TB120 FRED可以满足这两个参数，选择FRED可以优化快速响应和软恢复特性。

辅助电源的峰值电压为81V。MBR1100二极管具有100PRV，能够处理1A的正向电流，1A的电流额度已有很大的裕度。

11.5 电感设计

L_1由需要的纹波电流决定。本设计中输出电压不需要很快的响应速度，因为负载几乎是恒定的。输出电压在最高电压情况下，可以选择10%的纹波电流。输入电压为20V情况下，无论在电感充电还是放电时，通过电感的电压有10V的变化。这说明峰

[310] 值电流为平均电流的两倍，可以应用这个电感等式计算出所需的电感量。

$$V=L\,di/dt \tag{11-11}$$

$$10=L(2\text{mA}/5\mu\text{s}) \tag{11-12}$$

$$L_1=10\times0.000005/0.002=25\text{mH}$$

电感扼流圈有很高的电感而只有很小的电流，铁氧体罐形磁心或环形线圈能提供所需的电感和足够的磁屏蔽。用#28 号导线绕制的 151 匝 FT50 Mix77 环形线圈可作为初始设计，选择#28 号导线更多的是考虑力学韧性而不是电流容量的因素。

应用同样的方法来确定 $L_2\sim L_5$ 的值：这些电压需要较高的纹波系数以提高暂态响应性能，设计中选择纹波系数为 20%。

$$L_2=12.0\times(0.000005/2.8)=21.5\mu\text{H}$$

$$L_3=3.3\times(0.000005/2.8)=5.9\mu\text{H}$$

$$L_4=12.0\times(0.000005/0.1)=600\mu\text{H}$$

$$L_5=5.0\times(0.000005/3.6)=6.9\mu\text{H}$$

L_2、L_3 和 L_5 流过大电流，因此 Mix26 环形线圈磁心将提供需要的电感量和磁屏蔽而不会出现饱和。L_3 和 L_5 的值很相近，因此可以采用相同的电感以减少物料清单的成本。设计中以 T106-26 磁心作为这些电感的开始，这个磁心的 A_1 为 900μH/100 匝。首先，计算需要的匝数：

$$N=100(L/A_1)^{1/2}=100\times(6.9/900)^{1/2}=100\times(0.00767)^{1/2}=8\text{ 匝} \tag{11-13}$$

由匝数得出 L_3 和 L_5 的起始值为 5.8μH，匝数为九匝得出起始值为 7.3μH。一个大直流偏置电流将会减小电感量，因此 7.3μH 是两个电感很好的折中值。对于 L_5，电流为 18A 时，#12 号导线将会产生 40℃的温升。

$$N=100(L/A_1)^{1/2}=100\times(21.5/900)^{1/2}=100\times(0.0239)^{1/2}=16\text{ 匝} \tag{11-14}$$

这里给出 L_2 的实际值为 23μH。#14 号导线将会给出稍大于 40℃的温升，因此设[311] 计要尽量保证磁心损耗不会使电感过热。

L_4 的值足够大以至于考虑应用铁氧体磁心，FT-50 Mix77 环形线圈磁心将会提供足够的电感量。

$$\begin{aligned}N&=1000(L/A_1)^{1/2}=1000\times(0.600/1100)^{1/2}\\&=1000\times(0.000545)^{1/2}=23\text{ 匝}\end{aligned} \tag{11-15}$$

对于−12.0V 电源，#28 号导线足够承受 500mA 的最大电流。

每一个电感的温升和磁通密度都需要得到验证。

$$B=(E\times t\times10^8)/(2\times A\times N)=(L\times\Delta I\times10^8)/(2\times A\times N) \tag{11-16}$$

$$L_1\ B=(25\text{mH}\times2\text{mA}\times10^8)/(2\times0.133\times151)=125\text{G}$$

$$L_2\ B=(23\mu\text{H}\times2.8\times10^8)/(2\times0.659\times16)=305\text{G}$$

$$L_3\ B=(7.3\mu\text{H}\times2.8\times10^8)/(2\times0.659\times9)=172\text{G}$$

$$L_4\ B=(600\mu\text{H}\times0.1\times10^8)/(2\times0.133\times23)=980\text{G}$$

$$L_5\ B=(7.3\mu\text{H}\times3.6\times10^8)/(2\times0.659\times9)=221\text{G}$$

这些值允许应用 AC 磁通来计算温升。由图可以得知，工作频率为 100kHz 时，期

望AC磁通密度对应的功率密度：

$$L_1\ P=(2\ \text{mW/cm}^3)\times 0.401\text{cm}^3=0.8\text{mW}$$
$$L_2\ P=(400\text{mW/cm}^3)\times 4.28\ \text{cm}^3=1.7\text{W}$$
$$L_3\ P=(150\text{mW/cm}^3)\times 4.28\ \text{cm}^3=0.64\text{W}$$
$$L_4\ P=(300\text{mW/cm}^3)\times 0.401\text{cm}^3=0.12\text{W}$$
$$L_5\ P=(100\text{mW/cm}^3)\times 4.28\text{cm}^3=0.43\text{W}$$

可以应用这个功率近似得到温升：

$$\Delta T=(\text{功率}/\text{表面积})^{0.833} \tag{11-17}$$
$$L_1\ \Delta T=(0.8/4.7)^{0.833}=0.22℃$$
$$L_2\ \Delta T=(1700/22.6)^{0.833}=37℃$$
$$L_3\ \Delta T=(640/22.6)^{0.833}=16℃$$
$$L_4\ \Delta T=(120/4.7)^{0.833}=15℃$$
$$L_5\ \Delta T=(430/22.6)^{0.833}=12℃$$

312

按照目前的设计，L_2有可能过热，因此需要减小磁心中的交流磁通，同时需要将铜线设计为#12号导线以降低绕组铜损引起的热损耗。第8章中曾介绍，增加绕组匝数可以有效地增加电感，减小纹波电流。也可以使用较小A_L值的磁心以减小损耗。基于T130磁心，在1.4A纹波电流下，计算得到：

$$N=100(L/A_L)^{1/2}=100\times(43/785)^{1/2}=100\times(0.0548)^{1/2}=24\ \text{匝} \tag{11-18}$$
$$L_2=785(N^2/10\ 000)=45\mu\text{H}$$
$$L_2\ B=(45\mu\text{H}\times 1.4\times 10^8)/(2\times 0.698\times 24)=188\text{G}$$
$$L_2\ P=(180\ \text{mW/cm}^3)\times 5.78\ \text{cm}^3=1040\ \text{mW}$$
$$L_2\ \Delta T=(1040/29.3)^{0.833}=20℃$$

需要验证所设计的电感是否会饱和。磁感应方程：

$$H=(0.4\times\pi\times N\times I)/l \tag{11-19}$$

这里的"l"表示的是磁路长度。

$$L_1\ H=(0.4\times\pi\times 151\times 0.02)/3.02=1.26\text{Oe}$$
$$L_2\ H=(0.4\times\pi\times 24\times 14)/8.28=51\text{Oe}$$
$$L_3\ H=(0.4\times\pi\times 9\times 14)/6.49=24\text{Oe}$$
$$L_4\ H=(0.4\times\pi\times 23\times 0.5)/3.02=4.8\text{Oe}$$
$$L_5\ H=(0.4\times\pi\times 9\times 18)/6.49=31\text{Oe}$$

可以看到L_1接近饱和，而L_4超出了B-H曲线的拐点，这样就需要增长磁路长度，来减小磁感应力。FT82 Mix77磁心仅具有稍高的A_L，但其磁路长度是T130的两倍。基于新的磁心，L_1具有相同的匝数和电感量。

$$L_1\ H=(0.4\times\pi\times 151\times 0.02)/5.26=0.72\text{Oe}$$
$$L_1\ B=(25\text{mH}\times 2\text{mA}\times 10^8)/(2\times 0.245\times 151)=68\text{G}$$
$$L_1\ P=(1\text{mW/cm}^3)\times 1.29\text{cm}^3=1.29\text{mW}$$

313

对于L_4来说，FT82磁心仍然不够大，可以使用FT114磁心，其A_L更大，只需要更

少的匝数。

$$N=1000(L/A_1)^{1/2}=1000\times(0.600/1270)^{1/2} \tag{11-20}$$

$$=1000\times(0.000545)^{1/2}=22\ 匝$$

$$L_4\ H=(0.4\times\pi\times22\times0.5)/7.42=1.9\text{Oe}$$

$$L_4\ B=(600\mu\text{H}\times0.1\times10^8)/(2\times0.375\times22)=363\text{G}$$

$$L_4\ P=(30\text{mW/cm}^3)\times2.79\text{cm}^3=0.084\text{W}$$

由于功率密度较低，磁心有最小的温升。注意，为 L_4 选择的磁心仍然接近饱和点。在直流电流极限值附近时，电感量可能会减小。可以通过实验测试，验证哪一个磁心符合需要。

11.6　电容设计

电源内部温度目标为 60℃，因而非常高，所以需要使用耐高温电解电容。CDE 300 系列电容额定值为 125℃ 下工作 2000h。60℃ 下与 0.6A 的纹波电流时，可以工作 10 000h。

C_3 通过 1.4A 纹波电流时，产生低于 120mV 的纹波电压。纹波比率为 1.4/0.6＝2.3A，这样 ESR 必须小于(0.667×0.12)/1.4＝57mΩ。ESR 的计算表明，这个值与 300 型电容在 20kHz 和 100kHz 的 ESR 一样。分配 33%的纹波任务给电容值，需要 1/(2×π×100kHz×0.028)＝57μF。电容 ESR 要求为 55mΩ，并具有 2.76A 的电流纹波等级，1800μF/16V 的电容是满足需要的最小电容。

重新计算 C_2：

314

纹波电流等级＝3.6A/0.6＝6A

ESP＝(0.667×0.05)/3.6＝0.009

$X_C=0.005$

$C=1/(2\times\pi\times100\text{kHz}\times0.005)=320\mu\text{F}$

实际的 C＝18 000μF，6.3V，10.9mΩ，9.45A 纹波

C_4：

纹波电流等级＝2.8A/0.6＝4.7A

ESR＝(0.667×0.05)/2.8＝0.012

$X_C=0.006$

$C=1/(2\times\pi\times100\text{kHz}\times0.006)=265\mu\text{F}$

实际的 C＝12 000μF，6.3V，15.3mΩ，8.27A 纹波

C_5：

纹波电流等级＝0.1A/0.6＝0.17A

ESR＝(0.667×0.12)/0.1＝0.14

$X_C=0.07$

$C=1/(2\times\pi\times100\text{kHz}\times0.07)=23\mu\text{F}$

实际的C=820μF,16V,85mΩ,1.8A纹波

注意,C_2和C_4采用更多的电容以达到足够小的ESR和满足要求的纹波电流等级,实际中这些电容大约比计算值大60倍。

11.7 变压器设计

从最大热损耗考虑,可以选择E型磁心。磁性元件设计应用手册的表4中,列出了适用于不同功率和频率等级的磁心。对于100kHz和200W以上的功率等级,EC41型磁心符合要求。

315

下一步,计算变压器所需的匝比。对于直流—直流变换器,宽范围的输入电压造成了设计上的难点。为了在宽范围的输入电压下工作,需要为系统设计全范围的脉宽。这就意味着,100V输入时,设置占空比为50%。当电源出现故障时,最低电压将让系统失去控制。

正激变换器为50%占空比时,电感上的电压等于输出电压,而系统还需要设计最大为20mA的辅助电源,变压器绕组电压是输出电压的2倍,电源还需要提供消耗在输出整流管上的额外电压,因而需要20.3V的辅助绕组电压(包括0.3V的二极管压降),于是匝比为100/20.3=4.93。在18A电流时,肖特基二极管的正向压降近似为0.7V。这就意味着,5V输出系统在最低输入电压时,变压器绕组电压至少需要10.7V。由于必须使用超快速二极管代替肖特基二极管,+12V电源则需要最小为25.2V的输入电压,而3.3V输出电源需要7.1V的二次绕组电压。5V输出系统的匝比为100/25.2=3.97,而3.3V输出系统的匝比为100/7.1=14.1。

现在选择20匝一次绕组开始新的分析,必须确保在最高输入电压下,磁通密度不会导致过热。

$$B=E/(4\times A\times N\times F\times 10^{-8}) \qquad (11\text{-}21)$$

式中,E=电压有效值(对于方波为P-P/2)

A=磁心的磁性区域面积,单位是cm^2(引自资料)

N=一次绕组匝数

F=频率,单位Hz

对于这个磁心,

$$B=195/(4\times 1.24\times 20\times 10^5\times 10^{-8})=1965\text{G}$$

在2000G和100kHz时,R型磁性材料具有可接受的损耗。从材料图表中可以得知,磁心的损耗密度为400mW/cm^3。

$$P_{LOSS}=400\times 10.9=4.36\text{W}$$

316

这么大的功率损耗可能导致较高的内部温度,将匝数翻倍可将磁通降为982G,并且把磁心损耗密度减小至70mW/cm^3。对于不同电源,可以采用更精确的匝比,进行深入比较,最终损耗可以减小到763mW。

绕组设置：

一次绕组	40T
复位绕组	40T
辅助绕组	8T
3.3V绕组	3T
5V绕组	4T
12V绕组	10T

一次电流为2.8A，一次绕组和复位绕组可以使用#16号线。与EC41磁心配合的骨架具有0.965in的绕组长度，因此每层可以绕18匝。一次绕组和复位绕组相位相差180°，所以可以绕制一个中心连接80匝的绕组，因而占用5层，其中第五层空余了很大面积。辅助绕组可以在第五层余下的面积里绕制，使用合适型号的铜线，#22号导线可以填满这一层，并满足安全隔离。

3.3V绕组、5V绕组和12V绕组都是大电流绕组，需要使用0.8in宽、20mil厚的铜箔。#22号导线足够为－12V绕组供电。

317

下一步就是做一个样机到实验室做调试了！



索　　引

索引中的页码为英文原书页码，与本书中页边标注的页码一致。

A

B

C

L

M

N

O

P

R